

NUMÉRO 565 DÉCEMBRE 1994

LA CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE

LES ISPGDS DE LATTICE

GÉNÉRATEUR HF 0,3 - 90MHz MODULÉ

JEU D'ADAPTATEURS POUR EPROM

HANDYSCOPE : SCOPE ET ANALYSEUR BF POUR PC

CARTE CONVERTISSEUR A/N 10 BITS

T 2438 - 565 - 24,00 F

Sommaire

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS
Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.55.
Création maquette :
Rachid MARAI
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.
Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85
C.C.P. PARIS 37 93 60
Directeur Général : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Tél. : 44.84.85.16
Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 39 200 exemplaires
Dépôt légal décembre 94 - éditeur 1760
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Mise en page : J.L.C.
Photogravure : PMP/CE 75011 PARIS
Photo de couverture : E. Malemanche.









Numéro 565 - Décembre 1994
ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

33 GÉNÉRATEUR HF MODULÉ 0,3 - 90 MHz

REALISATION

27 JEU DE CARTES D'ADPTATION POUR EPROM
51 ADAPTATEUR MESURE DE TEMPÉRATURE POUR ADC 10-100
55 CARTES RAM ET I/O D'EXTENSION POUR PLATINE 68 HC 11A1
65 CONVERTISSEUR I2C - PORT SÉRIE
85 CARTE CAN 10 BITS - APPLICATION RLC-MÈTRE

TECHNIQUE

11 LA CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE
71 LA RÉALISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS : ASTUCES

MESURE ET INSTRUMENTATION

92 HANDYSCOPE : INSTRUMENT DE MESURE BF POUR PC

CIRCUITS D'APPLICATION

79 LES ISPGDS DE LATTICE

CDAO

23 LE LABORATOIRE VIRTUEL ELECTRONICS WORKBENCH 3

COMMUNICATIONS

19 L'IBC 94 À AMSTERDAM

INFOS

42 RENDEZ-VOUS EDUCATEC 94
LE DIDACTCIEL PROGIC DE FITEC
94 RÉCEPTEUR GPS DELTA - OMÉGA

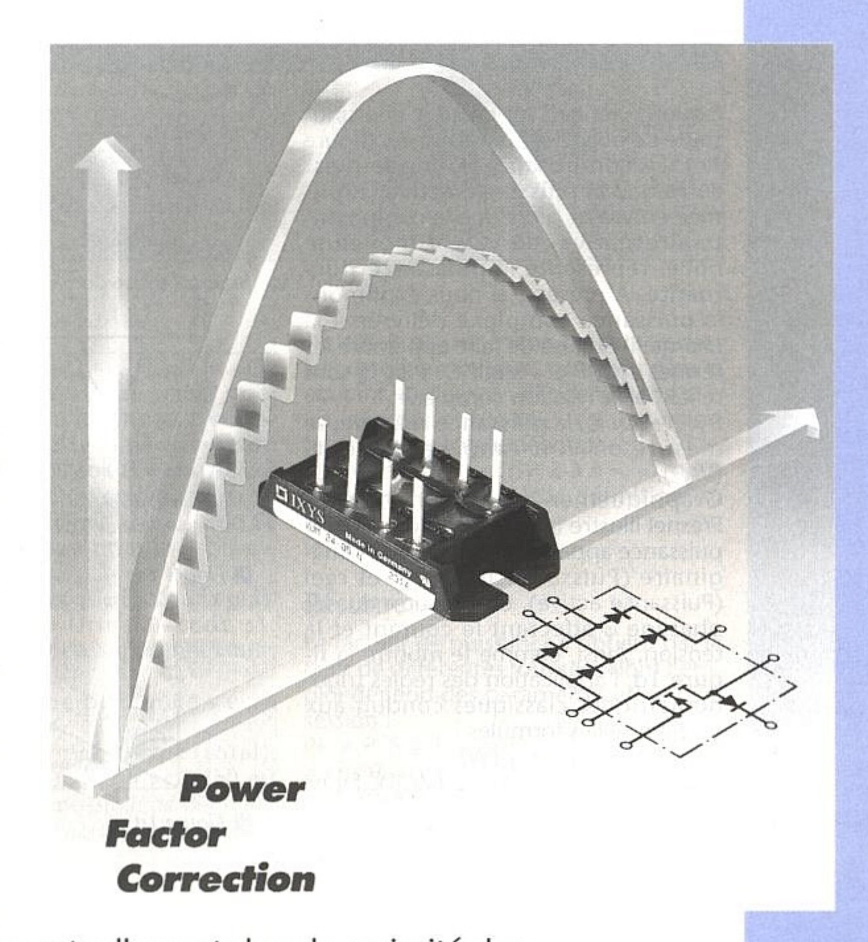
Ont participé à ce numéro :
J. Alary, C. Basso, F. de Dieuleveult, C. Djabian, A. Garrigou, P. Gueulle, V. Maury, P. Morin, P. Oguic, Ch. Pannel.

Ce numéro comporte un encart broché central Electronique diffusion non folioté réservé à la vente et aux abonnés Paris-Ile de France.



La correction du facteur de puissance

L'action d'un dispositif correcteur de facteur de puissance, consiste, comme son nom l'indique, à modifier le comportement d'un convertisseur afin que celui-ci, vu par le réseau, offre une image résistive. Autrement dit, le rapport entre la tension et le courant qui lui est associé doit rester linéaire le long d'une période secteur. Ce n'est absolument pas le cas d'une alimentation classique utilisant un redresseur double ou simple alternance, comme on le rencontre actuellement dans la majorité des dispositifs alimentés par le secteur. La distorsion de courant engendrée par de tels systèmes associée à la déformation de la sinusoïde réseau font désormais l'objet d'une législation stricte, imposant alors l'adjonction de systèmes actifs ou passifs, dont le présent article fait l'objet.



Puissance active et réactive

La **figure 1a** représente une source sinusoïdale V1, 220V 50Hz, en série avec une résistance de 1Ω, R_câble, débitant dans une charge complexe. Celle-ci réunit une résistance de 10Ω, R1, reliée avec une inductance de 100mH, L1. R_câble symbolise les pertes ohmiques des conducteurs électriques. A présent, lançons une simulation de l'ensemble à l'aide du logiciel IsSpice, maintes fois présenté dans nos colonnes. Le résultat de l'ensemble se trouve en **figure 1b** où apparaissent la tension fournie par la source [1] ainsi que le courant, déphasé de φ, qu'elle débite [2]. Le relevé puis la multiplication des valeurs efficaces tension-courant, conduit à la **puissance apparente** S, exprimée en VA (volt-ampères). Nous trouvons S = 1449,8VA. Si, à présent, nous multiplions temporellement les signaux U(t) I(t), le développement mathématique de la **figure 1c** fait apparaître la **puissance instantanée**, P(t). Ce signal P(t) se représente sous la forme d'une composante continue, sur

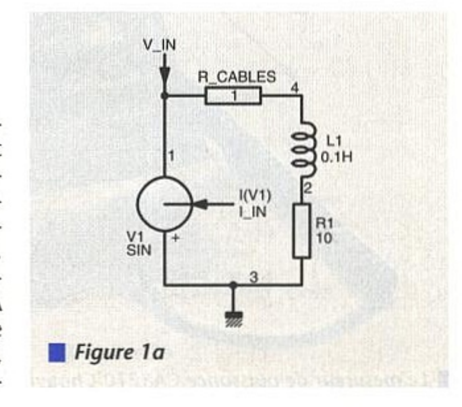
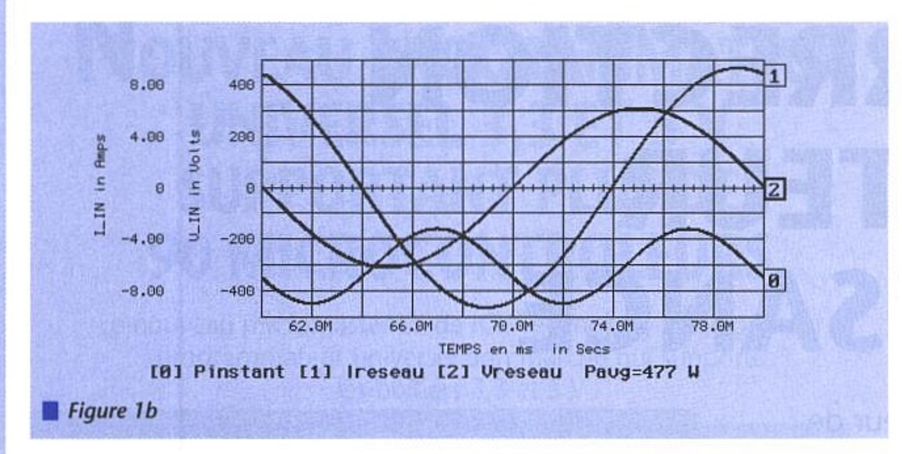


Figure 1a



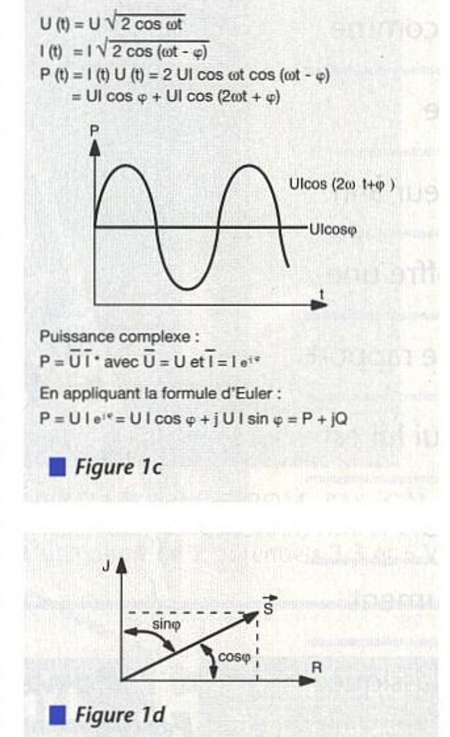


■ *Figure 1b*

laquelle vient se superposer une sinusoïde de pulsation angulaire 2ω (figure 1c). La composante continue n'est autre que la **puissance active**, exprimée en Watts, alors que la composante alternative, de valeur moyenne nulle, représente la **puissance fluctuante**. A présent, si nous exprimons la puissance complexe délivrée à la charge, il est aisé de faire apparaître les termes actif P et réactif Q. P et Q sont reliés par la relation complexe,
S = P + jQ. Q, la **puissance réactive**, se mesure en Volt-Ampères Réactifs (VAR).
Graphiquement, un diagramme de Fresnel illustre la projection du vecteur puissance apparente S sur les axes imaginaire (Puissance réactive) et réel (Puissance active), en fonction du déphasage φ affectant le courant et la tension. Ainsi, comme le montre la **figure 1d**, l'application des règles trigonométriques classiques conduit aux traditionnelles formules :
P = Urms Irms cos φ (W)
et Q = Urms Irms sin φ (VAR). Dans notre explication, φ vaut 70,7° et engendre les résultats suivants : P = 478 Watts et Q = 1368,8VAR. Ou encore, en extrayant le module,
$|S| = \sqrt{(P^2 + Q^2)}$ soit, dans notre exemple, 1449,8VA, valeur obtenue précédemment. Tangente φ permet également d'obtenir la puissance réactive Q à partir de P : Q = P Tan φ.

DÉFINITION DE LA PUISSANCE, INFLUENCE DE LA PORTION RÉACTIVE

La puissance, au sens du travail fourni à une charge, tangible sous forme de chaleur, d'énergie lumineuse, de volume sonore ... se définit par la valeur moyenne du produit instantané U(t).I(t) auquel est soumise ladite charge. Mathématiquement, cette puissance P s'obtient par la formule suivante :
P (Watts) = 1/T ∫ U(t).I(t) dt.
Si l'on intègre sur une période le résultat trouvé en figure 1c, le terme fluctuant disparaît et seule subsiste l'expression associée au cosinus. En conséquence, la puissance réactive ne participe pas à la puissance transformée par la charge, au sens défini précédemment. Par contre, le courant réactif qui lui est associé circule bel et bien dans les conducteurs et prend part à leur échauffement.



■ *Figure 1c*

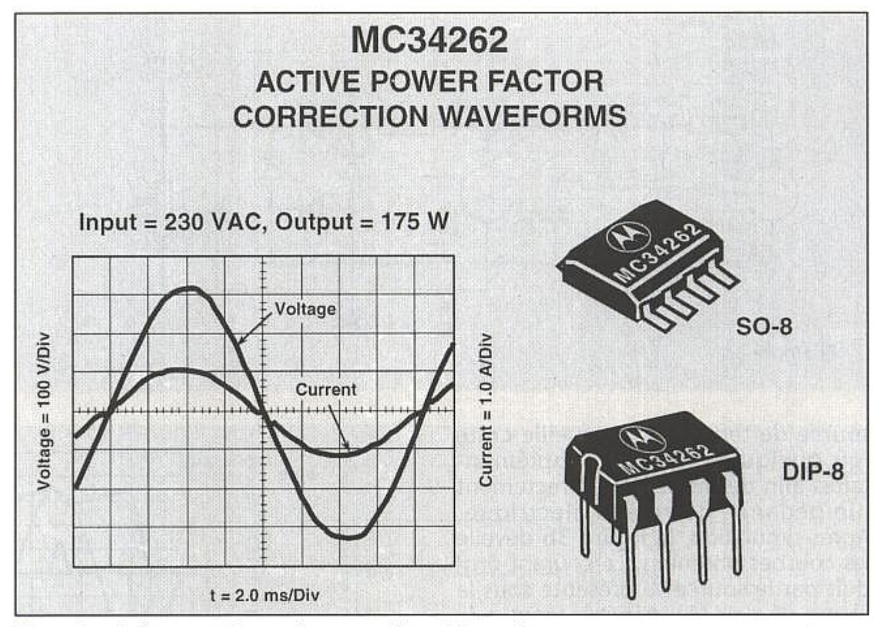
■ *Figure 1d*

Appliquons ces énoncés à l'exemple de la figure 1a. IntuScope, l'oscilloscope logiciel livré avec IsSpice, permet les opérations mathématiques inter-courbes. Pour évaluer la puissance instantanée, il suffit de multiplier temporellement les courbes [1] et [2] de la figure 1b, qui donnent alors naissance à la courbe [0]. Après isolement d'une période à l'aide des deux curseurs disponibles, le logiciel calcule la valeur moyenne de l'ensemble en tapant «a» pour Average et délivre la puissance active procurée par la source : 478 W. Il est également possible d'obtenir un chiffre similaire par le biais de la fonction «i» pour Integrate et en bornant le résultat entre x et x+20ms. Cette valeur corrobore le calcul obtenu dans le paragraphe précédent en calculant le cos φ. La puissance réactive s'obtient en repassant par le module de S : soit $Q = \sqrt{(S^2 - P^2)}$ = 1368,8 VAR. La puissance moyenne absorbée par R1, cœur résistif de notre charge complexe, se calcule en appliquant $P=RI^2eff$, soit 434 W. En fait, si l'on supprimait L1 pour délivrer cette puissance à une résistance pure connectée directement sur V1, un courant efficace de 434/220 = 1,97A suffirait au lieu des 6,6A efficaces obtenus après simulation. Cependant, dans ce dernier cas, R_câble subit le passage du courant efficace total que la source débite, dont une partie comprend du réactif créé par la présence de la self. Cette intensité réactive n'influence absolument pas la puissance moyenne fournie à R1, mais par contre, elle contribue à élever la valeur efficace de l'intensité qui traverse R_câble en entraînant son échauffement et éventuellement sa destruction. Si, à présent, L1 diminue, ou, par l'adjonction d'un produit spécialisé, l'écart de phase entre courant et tension se réduit, la puissance réactive chute fortement et le courant efficace délivré par la source diminue : R_câble autorise éventuellement le raccordement d'une seconde charge, sans porter préjudice à la durée de vie des conducteurs électriques. Nous verrons plus bas comment simplement compenser le cosinus φ de ce montage.
En conclusion, la puissance réactive n'affecte pas la puissance moyenne transmise à la charge, mais elle pénalise la source en lui réclamant un courant efficace plus important. Cette augmentation du courant circulant au travers des conducteurs va provoquer



■ *Le mesureur de puissance CA8210 Chauvin Arnoux.*

leur échauffement, au risque de les endommager. Pratiquement, on retrouve ce problème sur les installations électriques alimentées par le réseau E.D.F. En effet, le compteur électrique, de par sa conception, comptabilise la seule portion active de la puissance consommée par l'utilisateur. Si ce dernier connecte des charges fortement réactives (réglettes fluorescentes, moteurs non compensés, variateurs de vitesse...), il va pénaliser E.D.F en forçant ses génératrices à fournir un courant efficace plus élevé, sans que celui-ci ne soit effectivement facturé ! En conséquence, EDF demande aux utilisateurs de limiter la circulation du courant réactif en connectant uniquement des charges affectées d'un cos φ supérieur ou égal à 0,92 (Tan φ = 0,4).



Un circuit de correction active proposé par Motorola.

Le facteur de puissance, signaux sinusoïdaux

Le facteur de puissance noté PF (Power Factor, en Anglais) se définit par la formule suivante : PF = P/S = Puissance active / Puissance apparente. Cette formule est valable quelle que soit la forme des signaux mis en jeu. En présence d'une résistance, tension et courant évoluent en phase et mènent à un facteur de puissance unitaire. Dans le cadre d'ondes sinusoïdales déphasées de φ, la puissance apparente S s'exprime au travers de deux composantes : l'une en phase avec la tension, P, et l'autre en quadrature, Q. La **figure 2a** propose une représentation graphique de cette situation, légèrement différente de celle offerte par la figure 1d. Ainsi, en appliquant la définition précédente, PF = P/S = cos φ soit 0,33 dans notre exemple d'introduction. Nous insisterons bien sur le fait que le facteur de puissance égale le cosinus φ, en présence de sinusoïdes uniquement.

Signaux non sinusoïdaux

Nous assimilerons la tension réseau à une sinusoïde, dont la valeur efficace vaut : Vrms = Vpeak / $\sqrt{2}$. Cette hypothèse de départ conditionne toutes les explications qui suivent et nous permet de simplifier les calculs. A présent, relions au secteur une charge non-linéaire, comme, par exemple, une entrée de redresseur double alternance. Le courant ainsi consommé présente une distorsion importante. Grâce à la décomposition en série de Fourier, il est possible de calculer la valeur efficace de cette intensité :

$Irms = \sqrt{I^2o + I^2_{1rms} + I^2_{2rms} + \ldots + I^2_{nrms}}$

avec Io composante continue du courant (si elle existe), I_{1rms} le fondamental et I_{2rms} ... n, les différents harmoniques. Comme nous le soulignions précédemment, le courant efficace total se compose d'une partie active P et d'une portion réactive Q (ou quadrative, de par son déphasage de 90°). Ainsi, la valeur efficace de Irms (total) peut s'exprimer de la sorte :

$Irms\ (total) = \sqrt{I^2o + I^2_{1rmsP} + I^2_{1rmsQ} + \ldots I^2_{nrmsP} + I^2_{nrmsQ}}$.

Dans ce cas, la puissance active s'obtient en multipliant la tension d'entrée par la composante de courant en phase avec celle-ci, soit P = Urms I_{1rmsP}. De la même façon qu'en figure 1d, on peut facilement définir I_{1rmsP} à l'aide de I_{1rms} (total), en passant par le déphasage qui les affecte :

$I_{1rmsP} = I_{1rms}$ (total) x cos $\varphi 1$, d'où la puissance active P = Urms I_{1rms} cos $\varphi 1$.

Puisque la puissance apparente vaut : S = Urms Irms(total),

alors le facteur de puissance s'écrit simplement:

PF = P/S = I_{1rms} cos$\varphi 1$ / Irms (total).

Dans la mesure où I_{1rms} / Irms(total) est inférieur à 1, il est possible de définir θ, lié au contenu harmonique du courant par la formule : cos θ = I_{1rms} / Irms (total). θ permet donc de caractériser le taux d'harmoniques contenus dans le courant et d'écrire : PF = cos θ cos φ 1.

Figure 2a

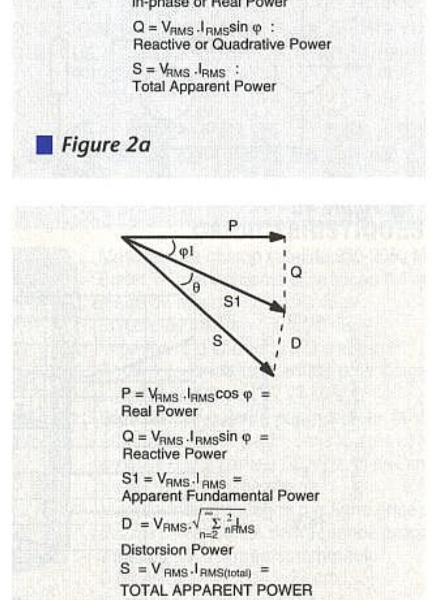


Figure 2b

En introduisant le taux de distorsion harmonique totale défini par :

$D = \sqrt{\Sigma I^2_{nrms}} / I_{1rms}$ (n = 2 à n = ∞), nous obtenons une nouvelle définition du facteur de puissance :

PF = cos $\varphi 1$ / $\sqrt{1 + D^2}$.

Résumé

Le facteur de puissance s'obtient par le biais de différentes formules dont l'emploi dépend des paramètres en sa possession :

PF = P/S = I_{1rms} cos $\varphi 1$ / Irms (total) = cos θ cos φ 1 = cos φ 1 / ($\sqrt{1 + D^2}$).

La **figure 2b** offre un dessin des différents vecteurs de puissance associés aux angles évoqués précédemment : φ 1 représente la différence de phase entre la tension et le fondamental du courant alors que θ symbolise la distorsion d'angle causée par le contenu harmonique du courant.

La puissance réactive Q et la distorsion de puissance D engendrent une élévation du courant RMS débité par la source.

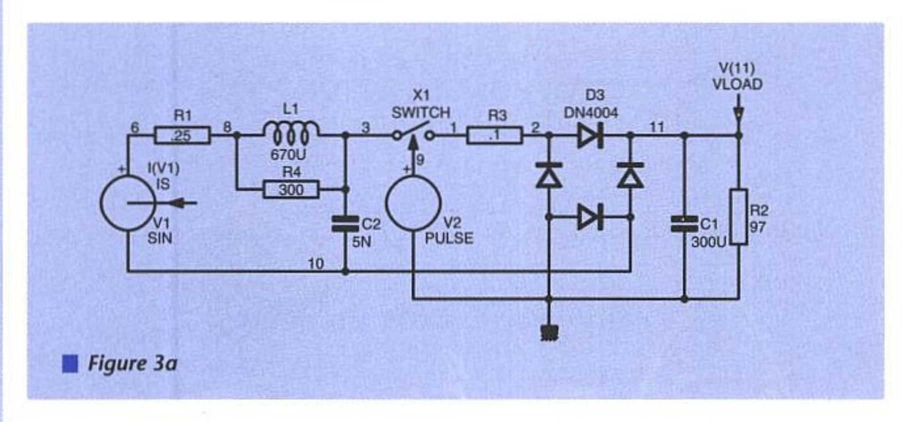
Améliorer le facteur de puissance passe alors par la réduction de deux éléments : diminuer la différence de phase entre le fondamental du courant et la tension, soit faire tendre φ 1 vers zéro, et juguler la distorsion affectant le courant en agissant sur θ afin, également, qu'il chute vers zéro.

Nous le verrons plus bas, le redressement double alternance génère un fondamental quasiment en phase avec la tension, par contre le taux de distorsion présente une valeur élevée et dégrade fortement le facteur de puissance.

Dispositifs à faible facteur de puissance

La **figure 3a** décrit l'étage redresseur d'une alimentation. Cet étage conserve sa structure quelle que soit la technologie utilisée par le système : découpage ou linéaire, isolé du réseau par transformateur ou liaison directe. La





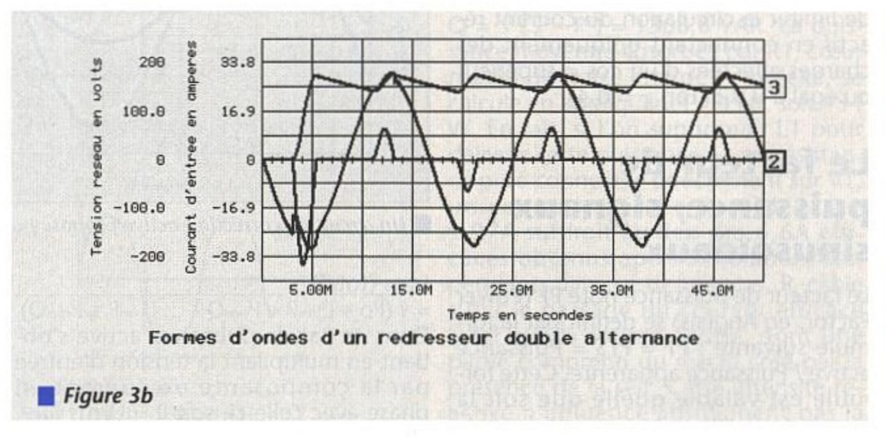
■ *Figure 3a*

source de tension V1 accueille cette fois quelques éléments supplémentaires afin de modéliser correctement l'impédance du réseau électrique. Après simulation, la **figure 3b** dévoile les courbes obtenues. Le courant produit par la source se présente sous la forme de pics [1], générés lorsque la tension d'entrée passe au dessus de celle encore emmagasinée dans le condensateur de lissage. Ces impulsions provoquent un fléchissement de la sinusoïde secteur (Line Sag, en Anglais) visible sur la courbe [2]. La puissance apparente vaut Urms. Irms soit 441,6 VA. La puissance active s'obtient après multiplication temporelle des courant et tension d'entrée, suivie d'une intégration sur une période à l'aide de la fonction «Average» : P = 263 W. Le facteur de puissance vient immédiatement : PF = P/S = 0,596, valeur typique pour ce genre de structure. On notera que le pic de courant étant pratiquement centré sur la crête de la sinusoïde d'entrée, cos φ1, témoin de l'écart de phase entre le fondamental du courant et la tension le produisant, est très proche de 1.

En **figure 4a**, un triac déclenché par des impulsions à position variable pilote un élément résistif. En déplaçant les impulsions le long de la sinusoïde secteur, l'utilisateur ajuste la puissance qu'il souhaite délivrer à la charge. Les gradateurs de lumière pour lampes à incandescence ou halogène, fonctionnent selon ce principe. Les courants et tensions créés par de tels systèmes vous sont exposés en **figure 4b**. Ici encore, le facteur de puissance présente une valeur médiocre, soit 0,702 pour ce cas particulier.

Correction du facteur de puissance par condensateur

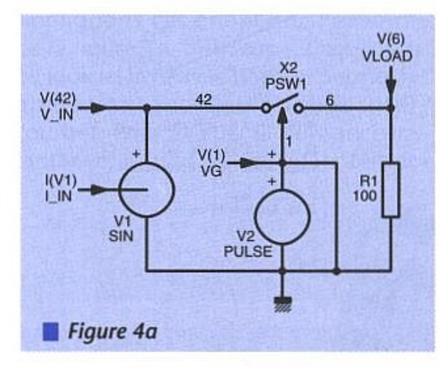
Supposons que nous souhaitions améliorer le cos φ de la figure 1a, en rajoutant un condensateur de compensation en parallèle sur la charge R1, L1 (**figure 5a**). Le calcul de ce genre d'éléments est assez simple. Le cos φ original étant de 0,32, il entraîne une puissance réactive de 1368,8 VAR. Un cos φ de 0,8, valeur arbitraire, conduit à une puissance réactive de 358,5 VAR, soit une différence ΔQ de - 1010,3 VAR. En conséquence, il faudra placer un condensateur de : $\Delta Q / \omega U^2$rms, soit 66,4 µF afin que l'énergie réactive produite par cet élément compense celle introduite par la self : $|Ieff| = \sqrt{(I^2condo+I^2self)}$. La présence de ce condensateur va permettre de faire glisser l'angle de 70,7° à 36,7° et donc, de diminuer le courant réactif débité par V1. La **figure 5b** donne les nouveaux oscillogrammes. Le courant initial de 6,6A engendrait des pertes ohmiques dans le câble s'élevant à 43,4W. Après compensation, le courant efficace total a chuté à 2,6A et ne produit plus que 6,8W, perdus en chaleur dans R_câble.



■ *Figure 3b*

Echauffement du fil de neutre

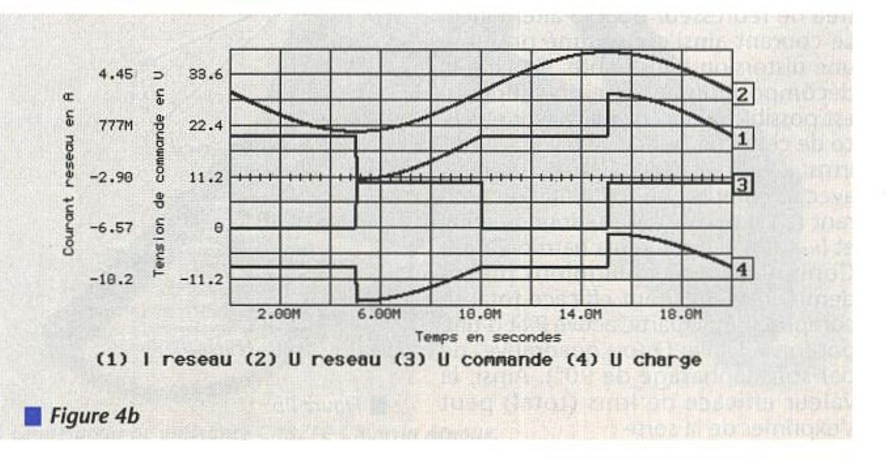
Comme le schématise la **figure 6a**, le réseau triphasé se prête également à l'alimentation de puissance. IsSpice modélise le triphasé (400Veff) à l'aide de trois sources de $400/\sqrt{3}$=230Veff, chacune déphasée de 120° entre elles. De façon identique aux exemples précédents, nous allons brancher une simple charge résistive sur les trois branches en sortie du système (montage étoile avec neutre). La puissance active ainsi produite s'élève à $RI^2 \times 3$ = 1438,8W. Les formes d'ondes vous sont proposées en **figure 6b**. La courbe [4] décrit le courant circulant dans le conducteur neutre. En théorie, la somme vectorielle des courants Ip1, 2 et 3 étant nulle, le neutre ne subit aucun passage de courant. Cependant, la modélisation volontairement simplifiée des sources explique leur léger déséquilibre, entraînant la faible valeur du courant résultant.



■ *Figure 4a*

A présent, connectons un redresseur triphasé mono-alternance, conformément à la **figure 6c**. Les trois résistances se transforment en un seul élément résistif, absorbant la même quantité de puissance, aux pertes des diodes près. Démarrons une simulation et observons la **figure 6d**. Si nous regardons la courbe [1], représentative de l'activité au sein du fil de neutre, le courant, auparavant insignifiant, affiche une valeur élevée, 7,8Aeff. Ce résultat illustre le déséquilibre des phases, qui, pour une valeur élevée, peut échauffer ce fil de neutre jusqu'à destruction complète.

Il subsiste d'autres désagréments causés par la connexion de systèmes entachés d'un facteur de puissance pauvre : l'apparition de couples oscillatoires dans les machines tournantes, la perturbation des circuits détecteur du zéro de tension, destruction des condensateurs de correction du cos (φ), etc. Malheureusement, nous lais-



■ *Figure 4b*

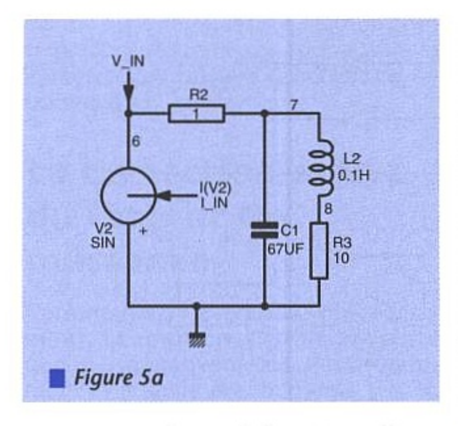


Figure 5a

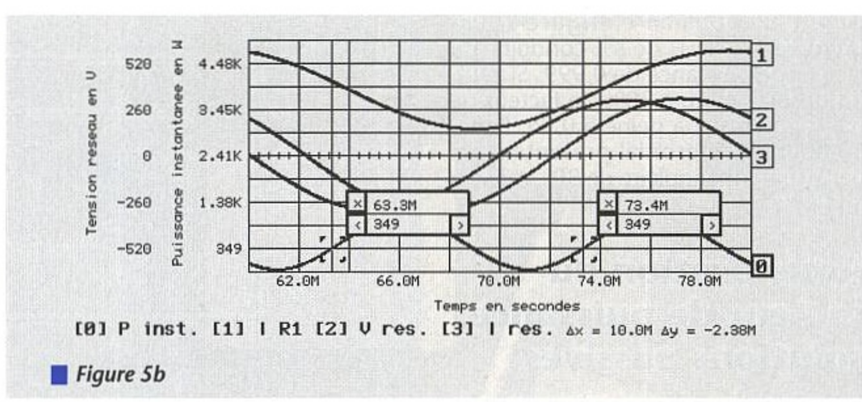


Figure 5b

serons de côté ces phénomènes, faute de ne pouvoir les mettre facilement en évidence dans un tel article.

Application pratique d'un facteur de puissance élevé

Dans un environnement domestique, un facteur de puissance exécrable peut pénaliser l'utilisateur. Par exemple, une prise murale classique 230V est capable de délivrer jusqu'à 16Aeff. La plupart des équipements genre TV, Hi-Fi... utilisent un redresseur double alternance, caractérisé par un PF de 0,55. Si l'on prend un système consommant 380W réels, le courant efficace qu'il extraira de la prise sera de : (380 / 0,55) / 230 = 3A. En conséquence, l'utilisateur ne pourra connecter que 5 de ces équipements sur la même prise. A présent, équipons chaque produit d'un circuit qui ramène son facteur de puissance à 0,95. Le courant efficace alors réclamé par le produit chute à 1,74A, ce qui autorise ainsi l'utilisateur à en brancher jusqu'à 9 sur le même connecteur.

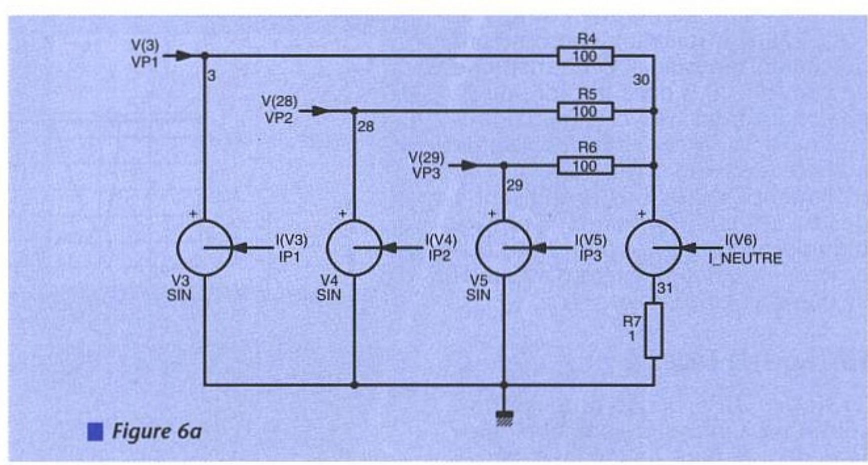


Figure 6a

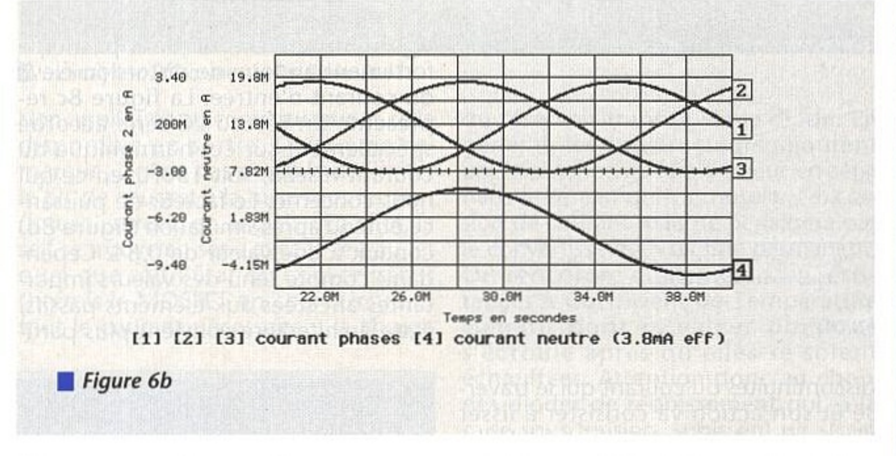


Figure 6b

Facteur de puissance et distorsion

Le facteur de puissance n'est pas très représentatif, en tant que tel, du taux de distorsion affectant le courant, ou encore de la valeur angulaire qui le caractérise. Il est plus efficace de parler directement des grandeurs concernées. En effet, dans le cas d'un redresseur double alternance, nous avons vu que cos φ1 était quasiment unitaire. Il est alors possible de tracer l'évolution du facteur de puissance en fonction de la distorsion harmonique totale : $PF = 1/\sqrt{(1+D^2)}$.

Le résultat apparaît en **figure 7**. Par exemple, une DHT de 3% conduit à un facteur de puissance de 0,999. Si cette distorsion s'élève à 30%, le facteur de puissance chute à peine à 0,95. Enfin, un courant sinusoïdal présentant un déplacement angulaire de 30°, mène à un PF de 0,9 (cos 30°).

Amélioration du facteur de puissance, solutions passives

Si l'adjonction d'un condensateur de compensation permet de corriger le cos φ d'une installation consommant du courant sinusoïdal, cette méthode ne convient plus dans le cadre de signaux distordus, tels ceux rencontrés en figure 3b. A cet effet, il existe de nombreuses solutions articulées autour d'éléments passifs LC, conduisant à des résultats intéressants. Compte tenu du peu d'espace dont nous disposons, nous nous limiterons au survol de quelques cas simples.

Filtrage de tête LC

La **figure 8a** propose une solution consistant à introduire une bobine en série dans le pont de diodes. Chacun sait qu'un tel élément s'oppose aux

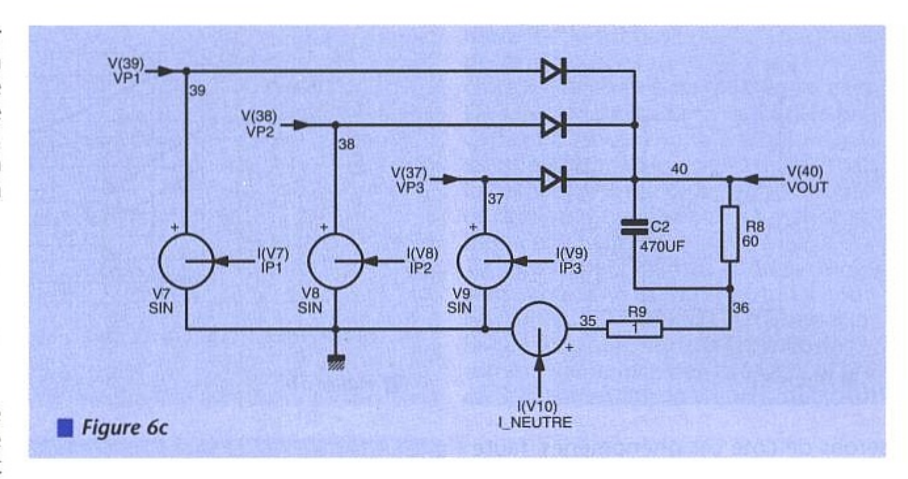


Figure 6c

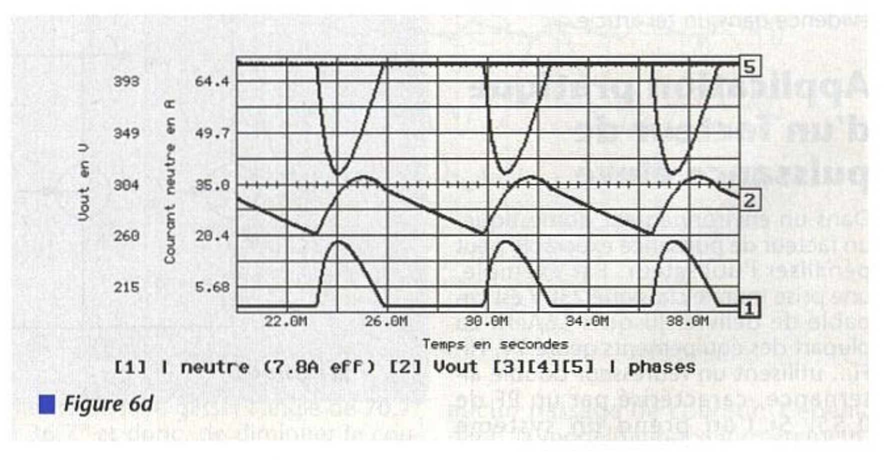


Figure 6d

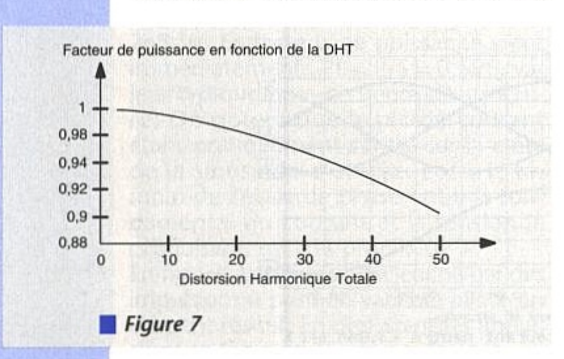


Figure 7

discontinuités du courant qui le traverse et son action va consister à lisser l'impulsion de courant d'entrée. Le PF maximum que l'on puisse obtenir se situe à 90,5%. Malheureusement, cette configuration présente plusieurs défauts dont une diminution de la tension de sortie liée à l'impédance série et ses pertes ohmiques. De même, les valeurs de self élevées calculées pour de faibles puissances limitent naturellement l'utilisation de tels correcteurs sur des produits miniatures. A titre d'exemple, la simulation de la **figure 8b** indique la forme du courant d'entrée obtenu après adjonction d'une inductance de lissage. Le PF passe de 0,596 à 0,798. Dans le cas d'une self importante, le courant d'entrée deviendrait carré. Bien entendu, le fait de rajouter une bobine va engendrer du déphase courant-tension et l'utilisateur devra prévoir un condensateur de compensation.

Pièges à harmoniques

Un piège à harmoniques (harmonic trap, en anglais) décrit un dispositif capable de rejeter certaines des fréquences contenues dans un signal distordu. Dans notre oscillogramme de la figure 3b, l'harmonique 3 participe fortement au taux de distorsion élevé du courant d'entrée. La **figure 8c** représente un réseau LC série accordé spécialement sur cet harmonique du courant réseau, soit 150Hz en ce qui nous concerne. Le facteur de puissance obtenu après simulation (**figure 8d**) conduit à une valeur de 0,84. Cependant, compte tenu des valeurs importantes affectées aux éléments passifs, cette architecture convient plus particulièrement pour des fréquences élevées (400Hz par exemple).

Les configurations abordées ci-dessus sont régies par des équations parfois complexes mais qui permettent d'affiner les valeurs des différents éléments. Par exemple, le réseau LC série peut conduire à une diminution de l'harmonique trois jusqu'à 5% et conduire ainsi à un PF de 0,99. Toutes ces techniques sont abordées en détail dans deux cours, dont la bibliographie

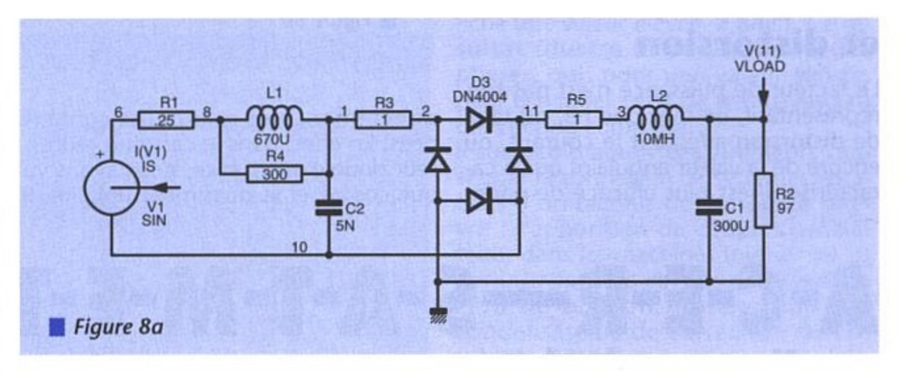


Figure 8a

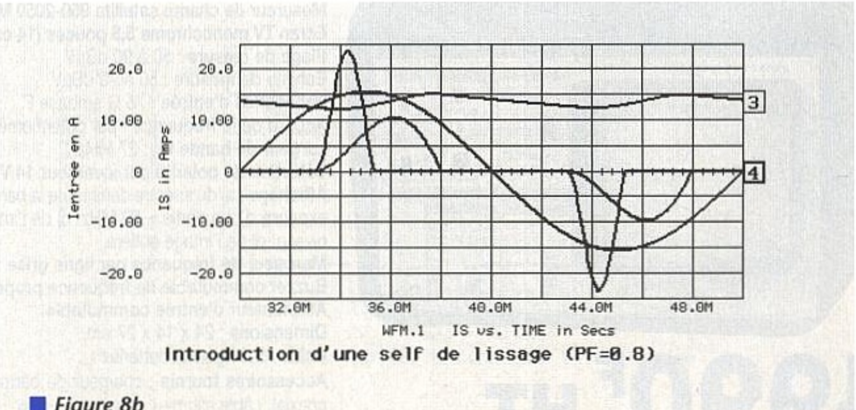
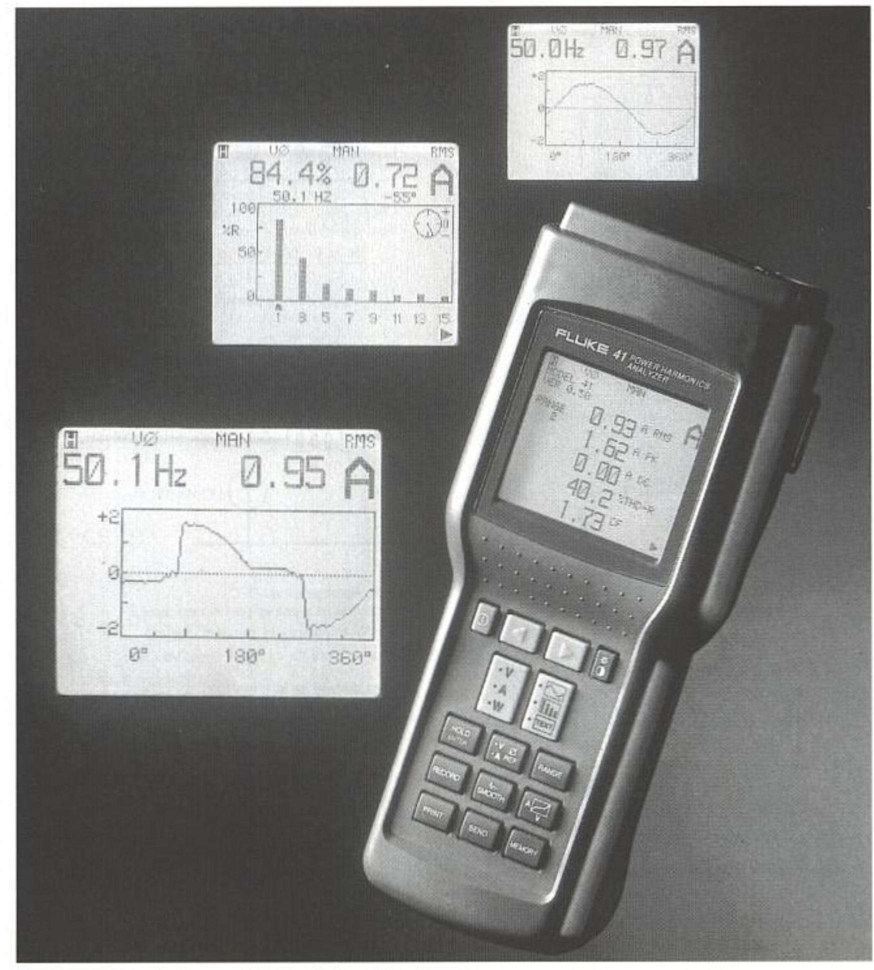


Figure 8b

donne les références. Le lecteur désireux d'approfondir ses connaissances en correction passive et active, s'y reportera avec intérêt.

La correction active du facteur de puissance

Comme nous l'évoquions précédemment, la solution passive présente quelques inconvénients, liés, notamment, à la taille des éléments mis en jeu. De plus, les différents paramètres associés à la structure adoptée, tension de sortie, facteur de puissance, évoluent fortement selon le courant consommé par la charge.
Pour pallier ces défauts, la technologie actuelle offre diverses solutions dont certaines présentent plus d'avantages que d'autres. Les **figures 9a à 9d** passent en revue et commentent les différentes associations possibles. La méthode la plus populaire, et pour laquelle nombre de circuits spécialisés existent, exploite la technique du hacheur parallèle (boost, en anglais). La **figure 10a** décrit la réalisation pratique d'un telle architecture à contrôle de courant. A première vue, il ne s'agit que d'un simple élévateur : à la fermeture du MOSFET, le champ magnétique grandit au sein de la self et, lors de l'ouverture du transistor, l'énergie emmagasinée charge, sous forme de tension disruptive, le condensateur réservoir. Au cycle suivant, la diode exclut toute décharge du condensateur dans le transistor et, après plusieurs périodes, la tension de sortie atteint la valeur désirée. Quelques remarques immédiates : la tension de sortie reste forcément supérieure à celle d'entrée. En conséquence, il faudra toujours prévoir une marge minimale entre la tension appliquée au convertisseur et celle disponible en sortie. Deuxième remarque, il n'est pas possible de limiter le pic de courant à la mise sous tension (inrush current, en anglais). En effet, la self se trouve en série avec le réseau, et quel que soit l'état du convertisseur (hormis le MOSFET en court-circuit...) tout le courant nécessaire à la charge du réservoir transite via la diode. En général, les constructeurs rajoutent une résistance de faible valeur en série dans le réseau qui va museler l'excursion de courant mais ne pénalisera pas le convertisseur en régime permanent. On rencontre également des résistances à Coefficient de Température Négatif dont la valeur ohmique s'écroule après qu'elles se soient échauffées. Attention donc au choix des diodes de redressement qui, à la mise sous tension, subissent un stress important. Enfin, ce type de convertisseur n'offre pas d'isolation galvanique. Dans ce dernier cas, le concepteur pourra se rabattre sur un convertisseur Flyback, cependant plus délicat à mettre en œuvre.
Le hacheur série (Buck converter) autorise une tension de sortie inférieure à celle d'entrée. Cependant, ce système interrompt son activité lorsque l'entrée devient inférieure à la sortie. Il est donc impossible d'obtenir une absorption sinusoïdale sur la totalité de la période secteur : le facteur de puissance est médiocre.
Abandonnons à présent toute analogie avec un simple élévateur et intéressons-nous au PFC (Power Factor Corrector) proprement dit. Le rôle du circuit spécialisé va consister à, d'une part rendre le courant réseau sinusoïdal en phase avec la tension, et, d'autre part, stabiliser la tension de sortie à une valeur définie par l'utilisateur. Le composant va donc intégrer deux boucles : la première, rapide, nécessaire à l'asservissement du courant d'entrée et la seconde, plus lente, dévolue à la stabilisation de la sortie.



L'analyseur d'harmoniques Fluke FL41.

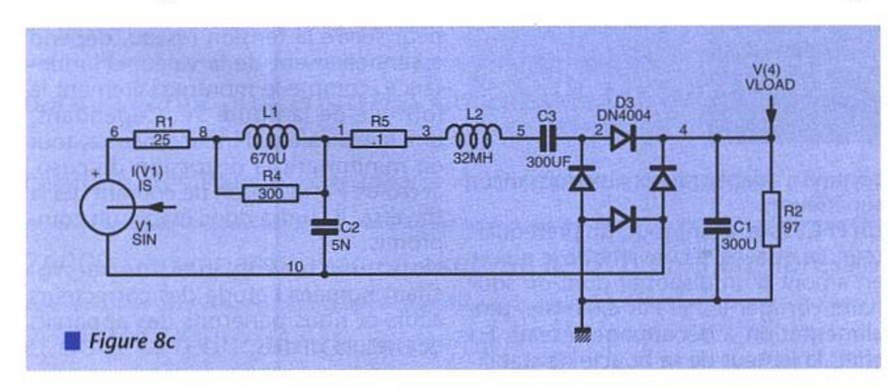


Figure 8c

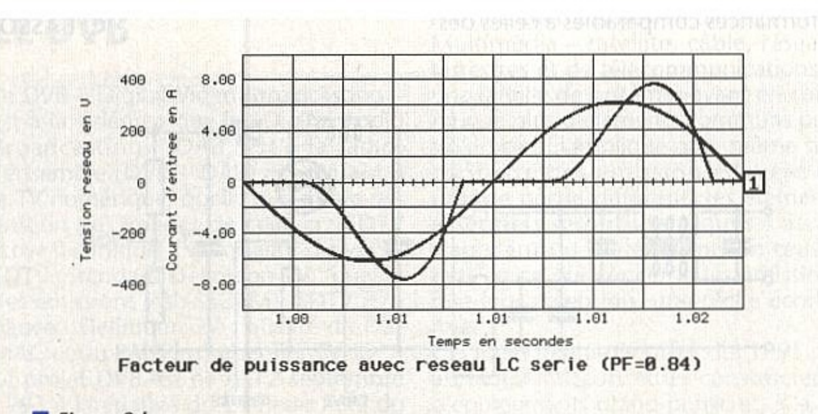
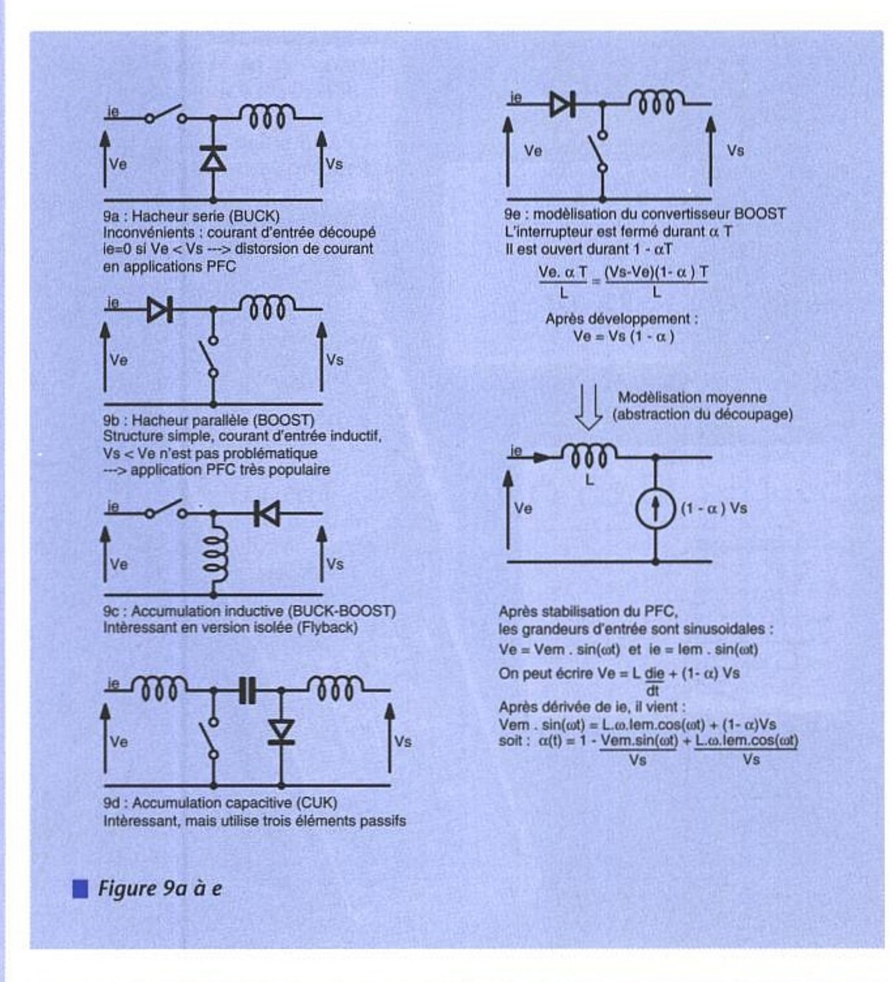
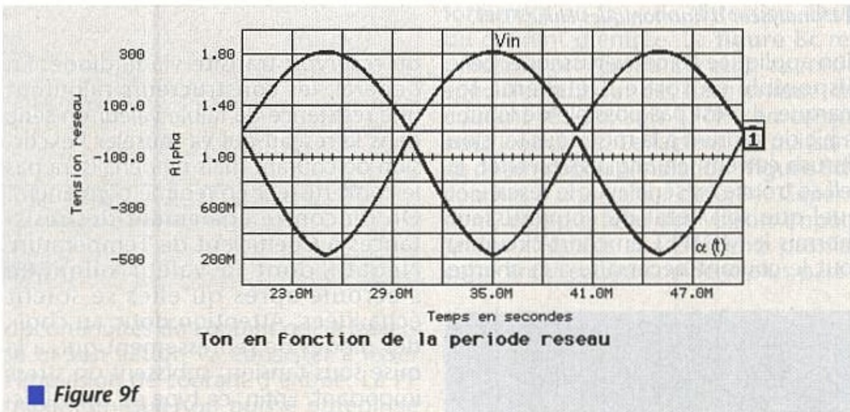


Figure 8d

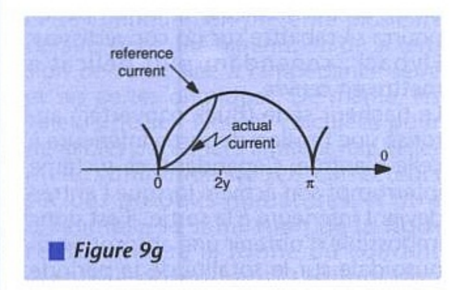




■ *Figure 9a à e*



■ *Figure 9f*



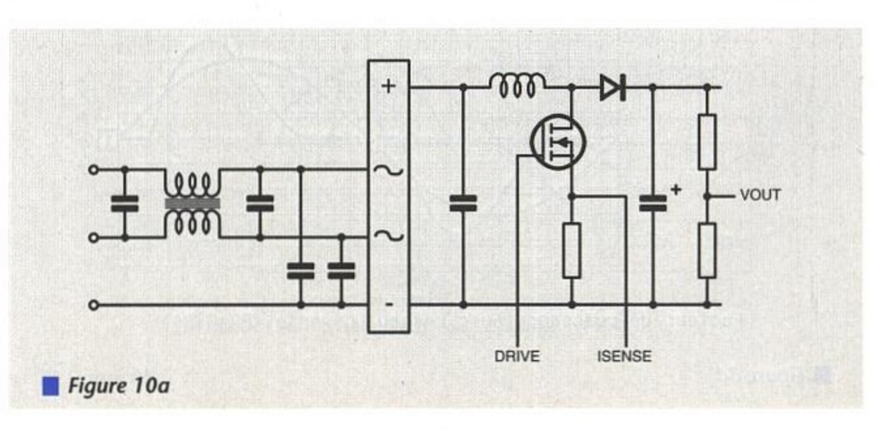
■ *Figure 9g*

Comme dans tout convertisseur boost, le courant croît et décroît dans la bobine en fonction de l'état du transistor découpeur. Si le courant dans l'inductance s'annule complètement à chaque cycle, le circuit fonctionne en mode discontinu. A l'inverse, si le courant ne retombe pas à zéro avant la fermeture du transistor, nous sommes en mode continu.
Ces deux modes affectent fortement les caractéristiques du convertisseur ainsi que sa complexité. Le mode discontinu convient plutôt aux puissances faibles (<500W) alors que le mode continu s'adapte mieux aux puissances supérieures.
Un PFC reste, avant tout, un prérégulateur. En ce sens, il convient de le placer en amont d'un dispositif dont on souhaite corriger le PF. Par exemple, une alimentation à découpage réseau. En effet, la lenteur de sa boucle de stabilisation ne lui permet pas d'offrir des performances comparables à celles des architectures actuelles. En revanche, il permet facilement de réaliser une entrée réseau universelle de 85 à 260VAC.

Limitation du convertisseur boost

La **figure 9e** représente la modélisation du hacheur parallèle, obtenue par la méthode du schéma équivalent moyen (conduction continue, fréquence fixe). Ce procédé est décrit en détail par J.P. FERRIEUX dans son ouvrage consacré aux alimentations à découpage (voir bibliographie). La méthode consiste à substituer au convertisseur, un générateur continu équivalent, dont les caractéristiques électriques, courant ou tension, seront les valeurs moyennes de ces grandeurs évaluées sur une période. Le calcul de la figure 9e exprime la variation temporelle du rapport cyclique $\alpha(t)$ en fonction des signaux d'entrée sinusoïdaux. Au passage par zéro de la tension d'entrée, le terme en cosinus reste seul et entraîne α au dessus de 1. Physiquement, cette impossibilité empêche le PFC de suivre la sinusoïde secteur pendant quelques ms et introduit de la distorsion sur le courant consommé. En anglais, ce phénomène se nomme « cusp distorsion «, cusp signifiant une corne, comme celle de la lune par exemple. Rentrée sur IsSpice à l'aide des éléments B, la fonction se traduit par la courbe de la **figure 9f**. Pratiquement, après le passage à zéro de la sinusoïde, la faible tension présente aux bornes de l'inductance empêche toute excursion rapide du courant, telle que la consigne l'impose. En conséquence, le courant d'entrée va traîner le temps que la boucle puisse à nouveau reprendre son activité normale (**figure 9g**).
Le temps pendant lequel le PFC ne peut suivre la tension réseau, dépend essentiellement de la valeur d'inductance, comme le montre clairement la formule de la figure 9e. Cependant, une faible valeur d'inductance va, tout en minimisant la distorsion de cusp, accroître l'ondulation de courant qui la traverse. Il faudra donc établir un compromis.
Nous poursuivrons dans notre prochain numéro l'étude des correcteurs actifs et nous parlerons des appareils de mesure dédiés.

C. BASSO



■ *Figure 10a*

AMSTERDAM : IBC 94 ET DVB

L'IBC 94 – International Broadcasting Convention –, est une manifestation professionnelle couvrant tous les domaines techniques de la radiotélédiffusion, celle d'aujourd'hui et celle du futur, et ce grâce à des cycles de conférences et une exposition de matériels assortie de démonstrations des plus «up-to-date» de ces derniers *.

Installé depuis 1992 à Amsterdam après avoir quitté Brighton devenu insuffisant en possibilités d'accueil – tant pour les exposants que pour les visiteurs venus des cinq continents – l'IBC version 94 a accueilli dans le cadre du Centre des Congrès de la capitale des Pays-Bas quelque 400 firmes exposantes et près de 26000 participants avec en exergue le DVB et la compression de l'information et donc la réduction de son débit.

LE DVB

Le DVB – Digital Video Broadcasting – est à la vidéo ce que le «Digital Audio Broadcasting» (DAB) est à la radio, l'ensemble (DVB + DAB) conduisant à la TV numérique, quelle que soit la définition des images de celle-ci : LDTV (Low Definition TV : qualité du VHS), SDTV (Standard Definition TV : qualité des émissions PAL-SECAM), EDTV (Enhanced Definition TV : qualité du D2-MAC et du PAL Plus) et enfin, TVHD**.

Le projet DVB est né le 12 septembre 1993 à l'initiative du Dr Peter Kahl du Ministère des PTT de la RFA et vise à mettre au point, pour la plupart des moyens de transmission de la TV et du Multimédia – satellite, câble, réseaux terrestres et de télécommunications –, une famille de systèmes ayant en commun le plus d'éléments communs possible ; ce qui implique que, même si le contexte des émissions s'avère en grande partie différent, les éléments essentiels seront identiques ; de là, s'agissant du matériel mis en œuvre tant en ce qui concerne les émissions que leur réception, une réelle économie.

Ces idées furent discutées dès 1991 par les radiodiffuseurs et les constructeurs d'équipements grand-public et, à la fin de cette même année, Peter Kahl, pressentant le caractère stratégique de la TV

** L'IBC n'est pas la seule à adopter cette démarche puisque, bien avant elle, ont adopté celle-ci :*

- *Aux USA, la NAB (National Association of Broadcasters) et la SMPTE (Society of Motion Picture of Television Engineers) qui existent depuis les années 20.*
- *En Europe, le Symposium International TV de Montreux, annuel lors de la scréation en 1961 et devenu par la suite biennal, ce qui permit alors au 1er IBC de s'intercaler dans la suite des Symposium TV (Montreux les années impaires et l'IBC les années paires).*

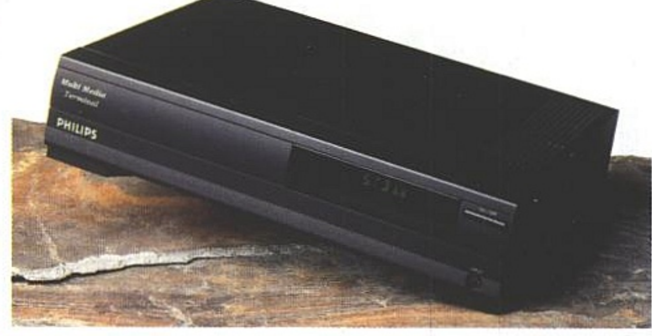
Toutefois, cette belle alternance sera détruite dès 1995 puisque l'IBC a décidé de passer annuel ; ce qui fait que, l'an prochain, nous aurons à la fois le Symposium TV – du 8 au 13 juin – et l'IBC – du 14 au 18 septembre – et ce contre l'avis des «majors» de l'électronique qui figurent parmi les exposants possibles ; en conséquence de quoi, trouvant qu'ils étaient trop sollicités de «cracher au bassinet» une fois de plus, BTS – Philips, Panasonic, Quantel, Sony, Thomson... ont d'ores et déjà annoncé qu'ils se contenteraient, nécessité oblige, de participer au seul Symposium International TV de Montreux.

*** Les LDTV et SDTV au format d'image 4/3 et les EDTV et TVHD au format d'image 16/9.*





Francis Héricourt présentant toutes les orientations et nouveautés du groupe Thomson.



Philips : Multimédia terminal interactif.



Philips : Récepteur à décodeur MPEG 2 intégré.

numérique pour l'Europe et l'importance du consensus dans ce domaine, invitait toutes les parties prenantes – radiodiffuseurs, constructeurs, opérateurs et organismes de réglementation – à se réunir pour discuter de la mise en place d'un groupe pan-européen largement représentatif afin de superviser l'élaboration des normes européennes de TV numérique, groupe du nom d'«European Launching Group» (ELG). En environ un an, l'ELG s'ouvrait sans réticence aux principaux intérêts européens de la télévision, publique et privée alors qu'un «Memorandum of Understanding» (MoU) devenait le règlement commun de cette ambitieuse entreprise (avec des participants extérieurs à l'Europe tels qu'Analog Devices, C-Cube Microsystems, Hewlett Packard, Motorola, Texas Instruments... pour les USA et Goldstar, Hitachi, JVC, Mitsubishi, Panasonic, Samsung, Sharp, Sony, Toshiba... pour l'Extrême-Orient). Les signataires du MoU constituent l'Assemblée Générale (AG) de ce projet DVB, cette AG élisant à son tour un Conseil de direction composé d'un nombre réduit de membres de façon à pouvoir tenir des réunions fréquentes et prendre des décisions ; à noter que ce conseil, qui coiffe une structure de plus de 20 groupes qui lui communiquent les résultats, les spécifications... de leurs études, a été constitué de manière à aboutir à une représentation équilibrée des différentes spécialités des partenaires (radiodiffuseurs, constructeurs, opérateurs de réseaux...).

DVB : premiers résultats

Sont d'ores et déjà mis au point un système de radiodiffusion numérique par satellite – lequel pourra être exploité par tous les transpondeurs des satellites européens présents et futurs – et un système de distribution numérique par câble.
Sont en bonne voie le système de diffusion numérique terrestre et hertzienne de même que l'acheminement par réseaux de télécommunications.

Tous ces systèmes sont à même de distribuer plusieurs qualités d'images avec un son numérique qui pourra proposer le multilinguisme ou le Dolby Pro-Logic, la configuration du service pouvant être modifiée en fonction des besoins spécifiques du prestataire.
Nous avions déjà pu voir, à l'occasion du 18e Symposium International TV de Montreux (1993) ou même de l'IBC 92 pour certains d'entre eux, qu'avant le démarrage formel de la DVB, une série d'initiatives européennes avaient commencé le développement de systèmes de TV numérique : projets SPECTRE (britannique), STERNE (TDF, CCETT), et DIAMOND (Thomson), ceux du programme RACE de l'Union européenne dTTb (digital Terrestrial Television broadcasting) avec une vingtaine de participants, les projets scandinave HD-DIVINE et allemand HDTVT... sont désormais suivis ; des informations sur l'état d'avancement de ces projets sont régulièrement communiqués au groupe technique – ou «Module technique», le plus important de ceux concernés par le DVB – qui est ainsi tout à fait à même de coordonner les activités et la stratégie commune de tous ces projets.
Pourquoi cette approche ?
Elle ne fait que tirer les leçons du passé. Les utilisateurs, professionnels ou consommateurs, ont payé leur tribut à la diversité des normes analogiques. La multiplicité de celles-ci a, non seulement élevé des barrières entre continents – avec les NTSC, PAL, SECAM et MAC – mais même dans la seule Europe. Avec le DVB, il est possible de retourner à la case départ avec une nouvelle chance, celle qu'offre la TV numérique : un système qui combinera le respect du marché et celui des prochaines générations de téléspectateurs. Tel est le but essentiel que s'est fixé le DVB avec les 147 membres que réunit à ce jour le projet.

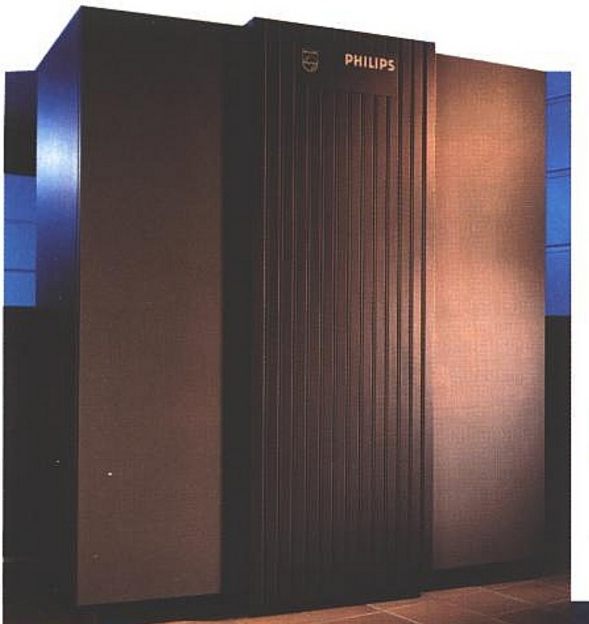
ET LA TVHD ?

Le TVHD fait partie, comme il a été vu plus haut, de la DVB. Cependant la TVHD bénéficie d'un traitement privilégié puisque la XIIe Conférence ministérielle EUREKA qui s'est tenue le 16 juin 1994 à Lillehammer a retenu, entre autres projets l'ADTT – EU 1187 – «Advanced Digital Television technologie» – qui succède à l'EU 95, générateur du D2-MAC et du MAC. Cette fois, la partition est différente : «Numérique, en avant toute !» Ce projet, d'une durée de deux ans et demi, prévoit un investissement de 250 millions d'Ecus (1 Ecu = 6,56 FF) en vue de développer, en numérique, des émetteurs, des récepteurs, du matériel de studio et de reportage...
Maître d'œuvre du projet ADTT : Philips (Pays-Bas) avec, comme chefs de file, Philips, Thomson Consumer Electronics (France), Nokia (Finlande) et deux consortiums, l'un anglais, l'autre italien. Plus de 35 partenaires de 12 pays européens sont associés à l'ADTT-EU 1187.

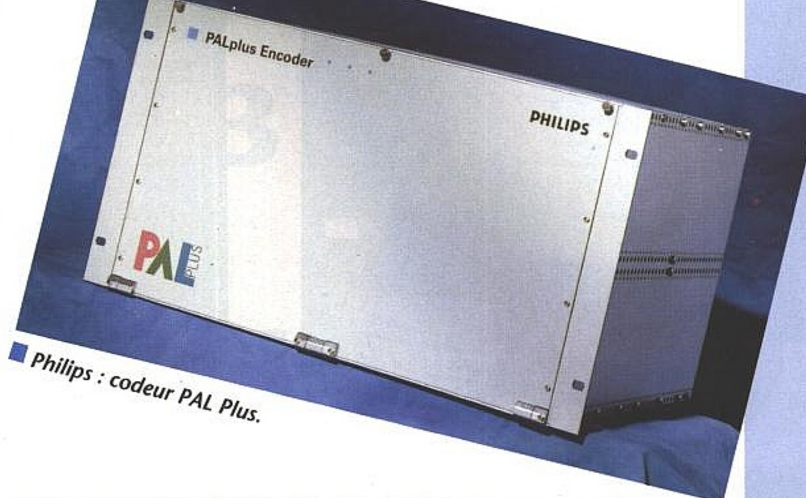
LE DVB A L'IBC 94

Le DVB nous l'avons vu en maints endroits au RAI – le Centre des Congrès d'Amsterdam – et en particulier sur le stand de France Télécom, laquelle mettait en œuvre la première chaîne complète de TV numérique avec (**figure 1**)
• codage, embrouillage et multiplexage,





Philips : Serveur vidéo interactif.



Philips : codeur PAL Plus.



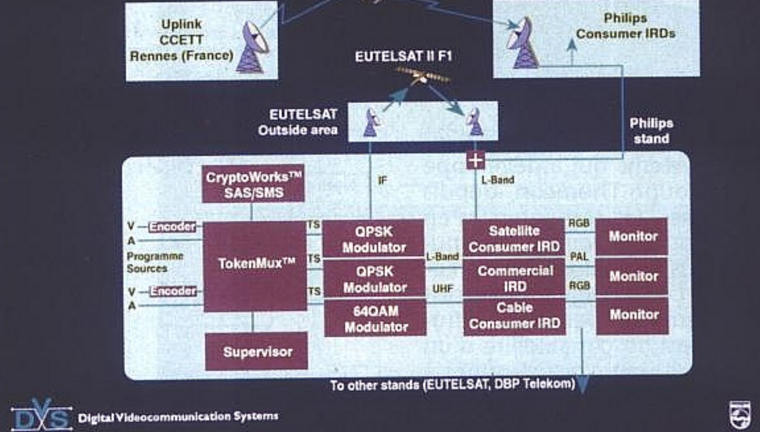


Figure 1 : DVB avec Telecom 1C sur les stands France-Télécom, Philips, Eutelsat, DBP Telekom...

• émission et diffusion par satellite,
• réception et distribution par câble,

et ce suivant les spécifications déjà retenues par les partenaires dont il a été question plus haut réunis dans le cadre du projet européen DVB avec :

• compression numérique vidéo : MPEG 2
• modulation câble : MAQ 64
• modulation satellite : MDP 4
• embrouillage.

Quatre programmes de télévision – émis depuis le CCETT de Rennes – et acheminés via un transpondeur (36 MHz) du satellite Telecom 1C étaient reçus à Amsterdam pour différentes démonstrations – et, outre sur le stand de France Télécom, sur ceux de Philips, d'Eutelsat et de DBP Telekom – illustrant la réception par satellite et par câble à partir de terminaux intégrés : sélecteur-décodeur-embrouilleur.

En outre, un multiplex de 4 programmes était également distribué localement sur un deuxième canal du câble.

Cette opération correspond tout à fait à la configuration qu'un câblo-opérateur sera à même de rencontrer dans le futur et simule en vraie grandeur la transmission simultanée par un réseau câblé de signaux reçus par satellite et de programmes spécifiques injectés à la tête du réseau.

Membre du DVB depuis la création de cette étude concertée, France Télécom et ses laboratoires – en particulier ceux du CCETT de Rennes – ont largement apporté leur contribution aux travaux ayant pour but l'harmonisation de la TV numérique du futur. C'est ainsi que depuis avril 1994, un signal de référence correspondant aux normes DVB est émis quotidiennement par le satellite Télécom 1C.

Compte tenu de l'accueil fait dès à présent au DVB, ce que traduit le nombre élevé de participants à ce projet, France Télécom ne pouvait qu'être satisfait de présenter, en association avec Philips et Thomson, sur stand cette opération de promotion représentant les résultats probants accumulés depuis quelque 12 mois ; et dès à présent France Télécom a lancé plusieurs appels d'offres auprès des industriels – terminaux, équipement de transmission, systèmes de codage et d'accès conditionnel... – de manière à préparer le démarrage optionnel de la TV numérique tant sur les réseaux câblés que par satellite.

Quant au projet STERNE présenté l'an dernier sur le stand TDF (du groupe France Télécom) au cours du Symposium TV de Montreux, il est désormais orienté vers la TVHD numérique.

Ajoutons que ces activités viennent compléter les services de TV numérique déjà à la disposition des professionnels avec :

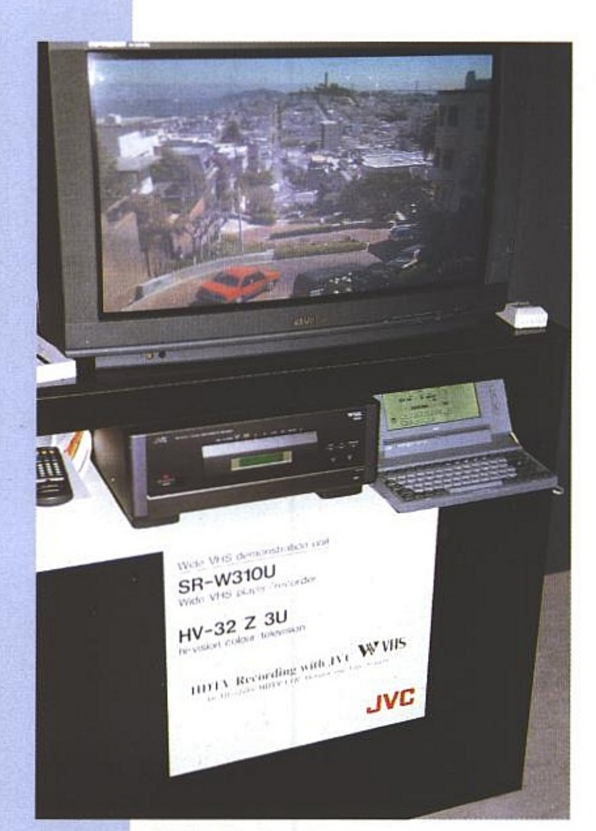
• dès 1993, la première transmission numérique de reportages par satellite ;
• en mars 1994, acheminement de la chaîne RFO entre la France et les territoires d'outre-mer du Pacifique par un double bond satellite ;
• en octobre 1994, ouverture d'un service entre l'Europe et l'Amérique en association le britannique Maxat (groupe France Télécom) et de l'américain Keystone (dans lequel France Télécom possède une participation).

Enfin notons le 30 mai 1994 le lancement du service Multivision TV avec paiement à la consommation et la création en avril du service Multimédia chargé d'explorer, avec l'appui des technologies TV numériques, des domaines comme le télé-achat et les vidéo-jeux.

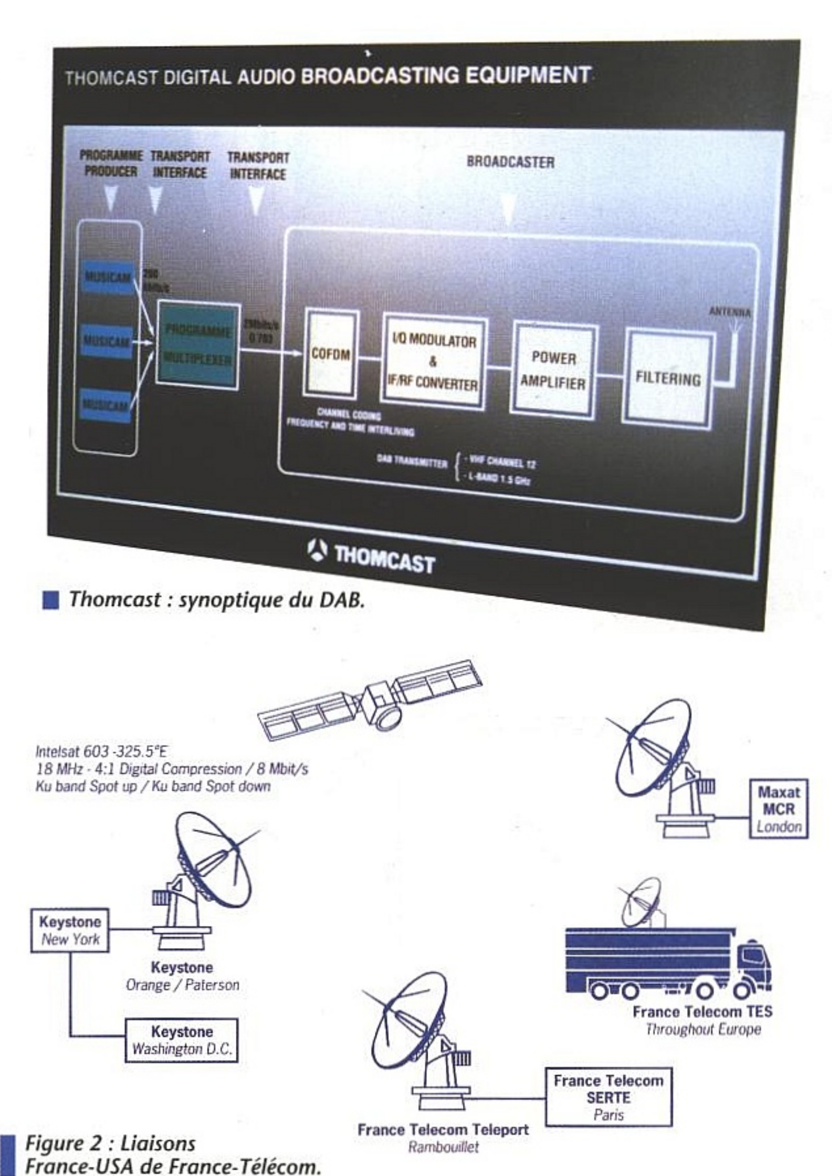
Sur le stand Thomson, qui réunissait à la fois Thomson-Broadcast, Thomson Broadband Systems, Ex-Camera, Thomson Consumer Electronics (TCE)... Francis Hericourt, Pdg de Thomson-Broadcast, devait brosser un tableau détaillé des activités de ces diverses sociétés et passer en revue leurs dernières nouveautés. En particulier, s'agissant de Thomson Broadcast, il devait souligner que sa société apportait à TCE sa compétence technique et sa connaissance du marché broadcast en proposant des technologies et des équipements conçus pour répondre aux défis du nouvel environnement de la télévision ; ce qui peut s'illustrer par trois mots-clé :

• un nouveau format d'image : le 16/9
• une nouvelle représentation des images : le numérique
• une nouvelle technologie : la compression.

En particulier, après avoir présenté le dernier mélangeur numérique de régie finale, Thomson Broadcast a étendu son activité à la diffusion de signaux numériques compressés en liaison étroite avec TCE et avec Thomson



■ *JVC : 16/9 et TVHD.*



■ *Thomcast : synoptique du DAB.*

■ *Figure 2 : Liaisons France-USA de France-Télécom.*

Broadband Systems qui a développé au sein du groupe Thomson, depuis plusieurs années, les compétences en termes techniques de transmission numériques. Nous en voulons pour preuve le système DBSS (Digital Broadcast Satellite System) qui permet la diffusion et la réception par satellite d'un multiplex de plusieurs programmes à réduction du débit de l'information (compression) suivant les normes audio et vidéo.

Le DBSS utilise la plateforme technologique développée par TCE, par le biais de sa filiale RCA, aux USA pour Hugues DirecTV et la diffusion multiprogramme par satellite. Il convient parfaitement aux applications de transport multiprogrammes de qualité vers des sites de réception multiples.

L'encodeur MPEG (1 ou 2), grâce à sa conception modulaire, donne la possibilité, associé avec le multiplexeur de paquets (audio, vidéo, données) à 30 Mbits/s, de traiter simultanément 6 programmes TV – PAL ou NTSC – à débits ajustables entre 5 et 8 Mbits/s, alors que des interfaces spécifiques permettent l'acheminement du signal issu du multiplexeur vers le modulateur en mettant en œuvre des lignes de transmission 34 Mbits/s. Quant aux récepteurs décodeurs, en version de base, ils délivrent des signaux analogiques (audio, vidéo, données) PAL ou NTSC. Sur demande, ils sont fournis équipés des options modem et des sorties numériques vidéo 4/2/2 et audio AES/UER ainsi que de sorties données. Enfin, le système DBSS assure le cryptage et le décryptage des signaux vidéo en association avec le contrôle d'accès Eurocrypt.

Sur le stand Philips, commun avec celui de BTS et voisin de celui de France Télécom, le «Video Distribution System» qui est en fait un système DVB, bien que l'appellation soit différente, et qui concerne tout autant la distribution par câble que par satellite comme on pourra le constater à nouveau en se reportant à la figure 1. Tout ceci est adaptable au PAL ou au NTSC et repose comme tout système DVB qui se respecte – c'est cela qui implique la normalisation visant à éviter les disparités du passé – sur le MPEG, audio et vidéo. Philips a par ailleurs développé le côté interactif et Multimédia de ses projets comme l'a fait remarquer John Hawkins, Président de Philips Media Distribution au cours d'une conférence de presse lors de l'IBC 94. Bien sûr, le matériel ainsi proposé répond non seulement aux spécifications DVB mais aussi à celles du cahier des charges de France Télécom.

Filiale de la SAGEM et de Canal Plus, Eurodec, leader de la TV à péage en Europe, avec plus de 4 millions de décodeurs construits, vient lui aussi au numérique avec présentation d'une chaîne complète de télédiffusion (avec compression MPEG 2) mise en démonstration grâce à une liaison IBC-IBC, les signaux transitant par Télécom 1C.

Et aussi

Comme il fallait s'y attendre PAL Plus et DAB étaient également présents à Amsterdam. Le premier faisant l'objet d'une conférence de presse de présentation et de démonstration sur le stand Sony (qui s'est rallié au procédé en 1993 lors de la Funkausstellung de Berlin) alors que Philips propose désormais aux diffuseurs un codeur pour ce type d'émission TV. Quant au DAB, on retrouvait sur les stands de Philips et Thomcast le matériel apparu en juin dernier à l'occasion du 2e Radio Montreux.

Sur le stand Sony, les enregistreurs-lecteurs et lecteur sprofessionnels MD reçoivent un nouveau modèle du minidisc, le PRMD74. Ce dernier est capable d'emmagasiner 74 minutes d'enregistrement audionumérique tout en ne faisant que 64 mm de diamètre et, qui mieux est, de nouvelles techniques de fabrication permettent de garantir un taux d'erreur sur les blocs inférieur à 10^{-4} ce qui traduit une nette amélioration par rapport à ce qui existait jusqu'à aujourd'hui.

Quant à JVC, il proposait en exergue son magnétoscope TVHD – associé à un téléviseur à écran 16/9 de 32 pouces de diamètre – rendant possible la réception au Japon des émissions satellites et en NTSC et en MUSE. Des versions US et européennes (PAL ?) sont prévus mais pour qui et pour quoi ?

Ch. PANNEL

ELECTRONICS WORKBENCH 3 : LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE VIRTUEL

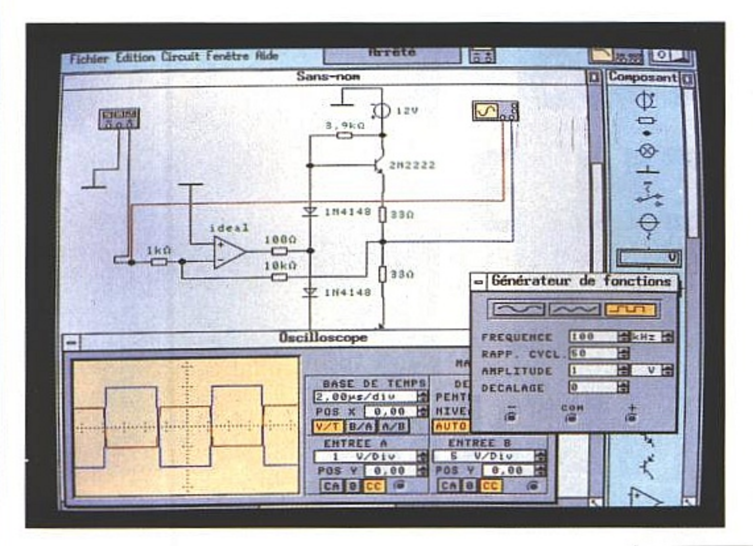
Il est certainement plus agréable et surtout plus rapide de concevoir un montage sur l'écran d'un ordinateur, et d'en visualiser immédiatement le fonctionnement à l'aide d'appareils de mesures, tels ceux rencontrés dans les laboratoires, que de le réaliser pratiquement. Plusieurs sociétés proposent des logiciels de simulation, INTERACTIVE IMAGE TECHNOLOGIES qui vient de mettre sur le marché ELECTRONICS WORKBENCH 3, y ajoute un environnement proche du réel.

ELECTRONICS WORKBENCH 3 est en effet un laboratoire d'électronique avec ses appareils de mesure fonctionnant sur ordinateur.
Il permet l'élaboration du schéma de principe à l'aide de toute une panoplie de composants, puis l'essai du circuit ainsi réalisé. Il se compose de deux modules : l'un pour l'électronique analogique, l'autre pour l'électronique numérique, qui fonctionnent indépendamment l'un de l'autre. C'est au lancement du logiciel que le choix doit être fait.
Le logiciel est livré sur quatre disquettes avec un manuel expliquant d'une façon détaillée (et en Français) son fonctionnement. L'installation ne peut être faite que sur un seul poste de travail (nécessité de désinstaller le programme afin de réutiliser les disquettes) et un dongle fourni doit être inséré dans le connecteur parallèle de l'ordinateur. La configuration minimale de ce dernier sera un 80286 équipé d'un minimum de 640 ko de mémoire, d'un disque dur et d'une carte VGA ou EGA. Le coprocesseur 80287 ou 80387 est optionnel mais automatiquement détecté, ce qui écourte les temps de calculs, tout comme la présence de mémoire étendue ou mémoire d'expansion qui sont utilisées par ELECTRONICS WORKBENCH comme mémoire de stockage pour les résultats intermédiaires et les graphiques, ce qui évitera la création de fichiers temporaires.
La présentation de l'espace de travail est classique, à menus déroulants. Toutes les opérations nécessitées par la conception d'un circuit s'effectuent à l'aide de la souris, doublées par des raccourcis clavier (lettres ou touches de fonction).
La fonction d'impression est très complète. Outre le grand nombre d'imprimantes gérées (plus de 300), on peut obtenir soit une recopie fidèle de l'écran tel qu'il apparait à l'utilisateur, soit seulement une partie de celui-ci : le schéma, les instruments de mesure, la liste des pièces, la liste des modèles, et ce, ensemble ou séparément. Deux feuilles cartonnées résument les principales commandes et fonctionnalités ainsi que les raccourcis.
On pourra donc facilement lors de l'apprentissage s'y retrouver sans faire référence au manuel. Cela ajoute encore à la convivialité très réussie de ce logiciel.

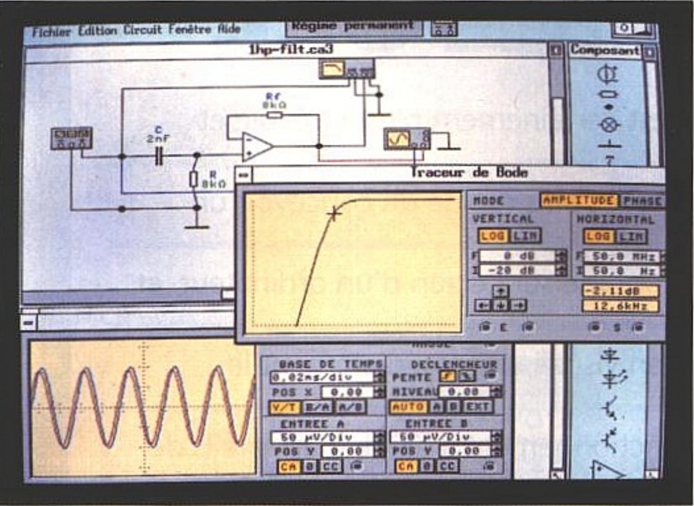
LE MODULE ANALOGIQUE

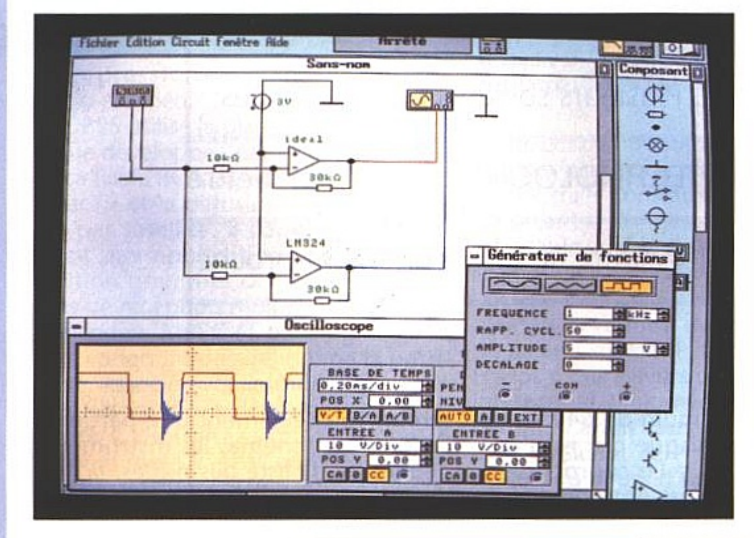
Pour concevoir un circuit électronique, l'utilisateur dispose de tous les principaux composants électroniques : les composants de base (connecteurs et masse), les sources d'alimentation (source de tension





C.C. et C.A., sources de courants C.C. et C.A., sources de tension et de courant commandées en tension et en courant), les composants linéaires (résistances, condensateurs, inductances, etc.), divers commutateurs, les composants actifs (diodes, amplificateurs opérationnels, transistors bipolaires, JFET, MOSFET). Il dispose également d'instruments de mesure analogiques : oscilloscope, multimètre, générateur de fonctions, voltmètre et ampèremètre, et enfin traceur de Bode.
Ce dernier produit un diagramme de la réponse en fréquence d'un circuit. Le traceur utilise pour ce faire une série de fréquences à l'intérieur d'un spectre défini par l'utilisateur. Les schémas se créent très simplement en déplaçant les composants souhaités à partir d'une fenêtre se situant sur la partie droite de l'écran.
La simulation des circuits électroniques réalisés à l'aide d'ELECTRONICS WORKBENCH est basée sur un moteur SPICE. La simulation du fonctionnement des circuits électroniques débute au moment où le circuit est alimenté et que les sources de tension et de courant fournissent des signaux d'entrée.



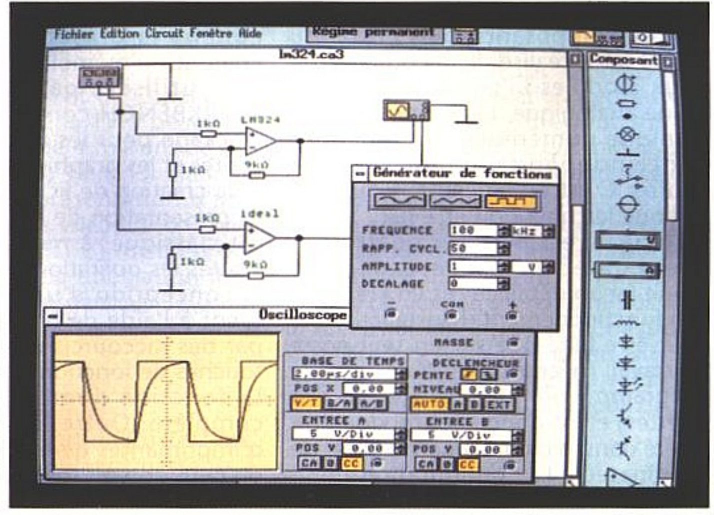


Analyse C.C.

Elle détermine le point de fonctionnement d'un circuit. Celui-ci définit l'état d'un circuit lorsque la tension et le courant se stabilisent à une valeur fixe après application des forces électromotrices. Les sources c.a. sont mises à zéro et le régime permanent est considéré comme atteint.
Les résultats de cette analyse ne peuvent être lus sur les instruments de mesure, mais sont utilisés par le logiciel pour une analyse plus poussée qui nécessite la connaissance du point de fonctionnement. Si des composants non linéaires sont présents dans le circuit, certaines valeurs de modèles de composants dépendent des résultats précédents. Dans ce cas, les étapes précédentes sont répétées jusqu'à ce qu'une solution stable soit atteinte ce qui pose des problèmes de convergence. La précision de la solution dépend de la tolérance choisie dans une boîte de dialogue. C'est là que se situe la première limitation du logiciel. En effet, si le circuit dessiné par l'utilisateur est d'une certaine complexité, et surtout s'il utilise des modèles de composants non idéaux, un message d'erreur «REPETITIONS TROP NOMBREUSES» est généré, et l'étude est abandonnée car le nombre d'itérations dépasse celui maximum fixé.

Analyse C.A.

Deux types d'analyse c.a. sont réalisés par ELECTRONICS WORKBENCH : l'analyse de la réponse en fréquence et l'analyse de la réponse c.a. en fonction du temps.
L'analyse de la réponse en fréquence c.a. calcule la réponse du circuit en fonction de la fréquence.
Cette analyse ne peut être choisie dans le logiciel mais est automatiquement réalisée si le traceur de Bode est connecté au circuit. L'analyse de la réponse c.a. en fonction du temps est effectuée automatiquement sur les circuits ne comportant que des composants linéaires et les résultats sont accessibles via l'oscilloscope comme pour l'analyse temporelle.
L'utilisateur peut demander cette analyse en cochant la case correspondante de la boîte de dialogue (options d'analyse), mais les résultats obtenus ne seront valables que pour des sources d'ondes sinusoïdales et des composants fonctionnant dans leur région linéaire.





Analyse temporelle transitoire

Afin de réaliser cette analyse, ELECTRONICS WORKBENCH calcule la réponse du circuit en fonction du temps. Chaque cycle d'entrée est divisé en intervalles et une analyse c.c. est réalisée pour chaque point du cycle. La solution correspondant à la forme de la tension du signal présente à un nœud est déterminée par la valeur de cette tension pour chaque point d'un cycle. Si l'option Régime permanent est sélectionnée dans la boîte de dialogue, le point de fonctionnement c.c. du circuit est utilisé comme condition initiale. Si c'est l'option transitoire qui est choisie, alors l'analyse débute à zéro. C'est de cette dernière façon qu'il est possible, par exemple, de déterminer la courbe de charge d'un condensateur.

La modélisation des composants

Les relations liant les tensions aux bornes, les courants de dérivation et les valeurs des composants sont bien connus pour les composants linéaires. La modélisation des composants non linéaires ou ayant plusieurs bornes, consiste en leur transformation en combinaisons de composants linéaires à deux bornes dont le comportement est connu.
Par défaut, lorsque l'utilisateur crée un circuit électronique, les composants choisis dans la fenêtre adéquate sont tous idéaux. Ainsi, par exemple, si la diode idéale est choisie, elle présente des caractéristiques telles que : résistance ohmique nulle, capacité de jonction nulle, temps de transition nul, et potentiel de jonction de 0,75V. Il appartient à l'utilisateur de modifier ces caractéristiques s'il souhaite une analyse et des résultats proches de la réalité, sans oublier que l'utilisation de composants non idéaux limite la complexité du schéma électrique. Quelques composants courants tels le LM741, la diode 1N4148, et quelques transistors sont fournis en bibliothèque.

LE MODULE NUMÉRIQUE

Le module numérique, comme le module analogique, dispose d'appareils de mesure :
- le voltmètre c.c.
- le générateur de mots binaires utilisés pour piloter un circuit. Un modèle binaire pouvant contenir 16 mots de 8 bits peut être créé.
- l'analyseur logique qui peut afficher l'état de 8 signaux d'entrée. Les valeurs binaires et hexadécimales des signaux d'entrée sont affichés au fur et à mesure de leur lecture.
- le convertisseur logique qui permet d'effectuer des conversions entre des circuits de portes logiques, les tables de vérité et les expressions boléennes.

Par ailleurs, toutes les sortes de portes à fonction logique sont disponibles, ainsi que des bascules (JK, RS et D), et des afficheurs 7 segments décodés ou non. Cette bibliothèque de composants logiques nous paraît quelque peu restreinte. Il nous semble qu'il aurait été pratique de disposer également de compteurs décimaux, de compteurs binaires, de décodeurs X lignes vers 1, etc. La pauvreté numérique des composants ne permettra que la conception de montages simples à base de combinaisons de portes logiques et n'apportant pas à l'Amateur électronicien d'un certain niveau, une bien grande aide dans l'étude des processus numériques.

La simulation numérique

Dans ELECTRONICS WORKBENCH, la simulation analogique et la simulation numérique ont des méthodes de simulation totalement différentes. La simulation numérique ne traite que des niveaux logiques et ne tient absolument pas compte des valeurs électriques.
Le logiciel détermine le comportement du circuit à partir du comportement de chaque composant. Lorsque le niveau logique d'une sortie est déterminé, ce niveau devient le niveau d'entrée de tous les composants connectés à cette sortie.
Tous les composants de la simulation numérique sont idéaux, et donc aucune variation ne vient compliquer la simulation, comme c'est le cas dans un circuit réel. Comme ces composants sont idéaux, les calculs ne tiennent aucun compte entre autres des temps de propagation des circuits logiques. Si un circuit qui dépend de ces temps a été conçu, la simulation ne pourra être effectuée correctement, ce qui nous semble être une limitation non négligeable du logiciel, mais est parfaitement admissible pour une exploitation didactique.

Notre avis

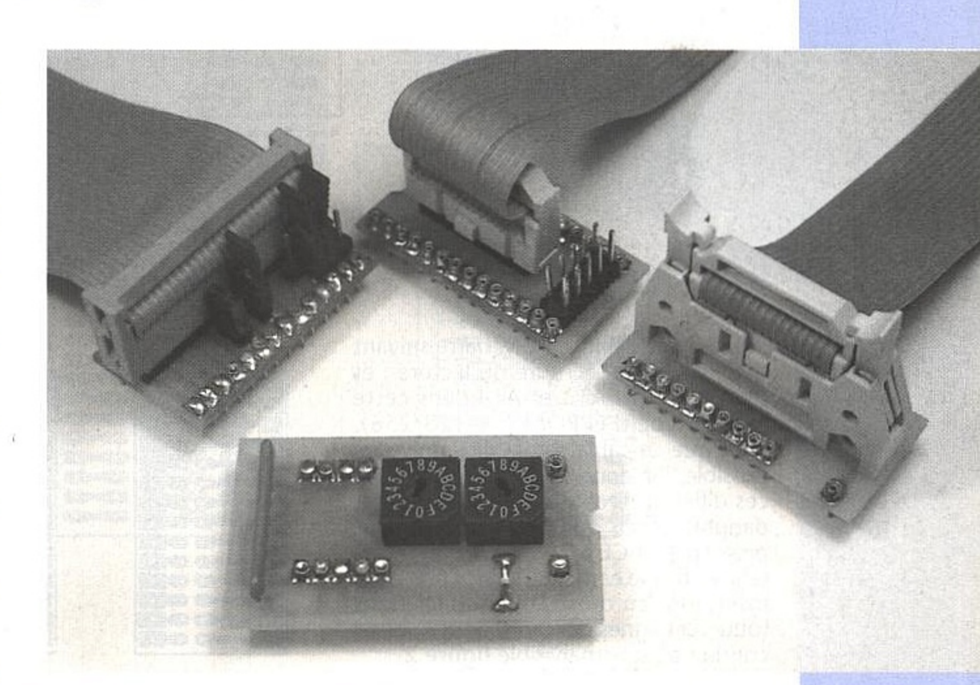
ELECTRONICS WORKBENCH présente une interface utilisateur très attrayante et très simple d'emploi. Toutes les commandes sont facilement accessibles et l'apprentissage du logiciel, grâce à un manuel très bien élaboré, se fait très rapidement. La fonction d'impression des résultats ou de l'écran est chose aisée, et l'on ne regrettera pas le nombre d'imprimantes connectables et gérées. Par contre, les différentes protections dont bénéficient le logiciel nous ont semblé démesurées, comme l'obligation de désinstaller le logiciel, alors qu'un unique dongle est livré.
Le module analogique présente de bonnes caractéristiques, surtout du fait de la possibilité de créer ses propres modèles de composants à partir de l'entrée des paramètres classiques dans un composant déjà répertorié que l'on peut renommer.
Ce logiciel fournira une aide précieuse dans l'apprentissage des diverses fonctions électroniques, tant en analogique qu'en numérique et sera de ce fait, plus spécialement réservé aux débutants et aux amateurs. Les enseignants et les étudiants disposeront d'un excellent outil, qui leur fera gagner un temps précieux par la facilité de création et de compréhension des circuits.
Les futures versions devraient permettre d'après les concepteurs la simulation mixte, voire plus tard l'importation de modèles au format SPICE.

P. OGUIC

ELECTRONICS WORKBENCH 3
est importé et diffusé par Multisoft Robotique
32 bis, rue Camille Desmoulins.
94230 Cachan - Tél. : (1) 49.08.90.00
Prix version monoposte : 2500 F HT
Prix version dix postes : 8750 F HT
Prix version vingt cinq postes : 12000 F HT

JEU DE CARTES POUR EPROM

Pour finir l'année en s'amusant, nous avons choisi de vous proposer de construire un ensemble de petits accessoires utiles et pour certains bien peu coûteux en regard des services offerts. Par exemple si vous voulez transformer votre programmateur d'EPROM en copieur pour moins de 30 F (oui trente francs !), il y a de quoi vous satisfaire ici ; ainsi que bien d'autres choses pour se simplifier la vie comme une RAM 16 ko sauvegardée et des câbles bien pratiques.



Bien que l'on trouve désormais dans le commerce des programmateurs d'EPROM à des prix très raisonnables, nous persistons à utiliser EPROMER et EPROMAN décrits dans ces lignes en juin/juillet 1990. Depuis, comme on peut s'en douter, de multiples accessoires ou modifications y ont été apportées afin de simplifier considérablement les tâches parfois pénibles de développement, d'essais, de correction(s) puis de copie(s). On a pu trouver ainsi RAGE (ram sauvegardée de 1 ko), ROMLEC (lecteur d'EPROM ou de RAM) (ERP n°531), un affichage hexa de 16 adresses, 8 données (ERP n°528), Virgin, etc.

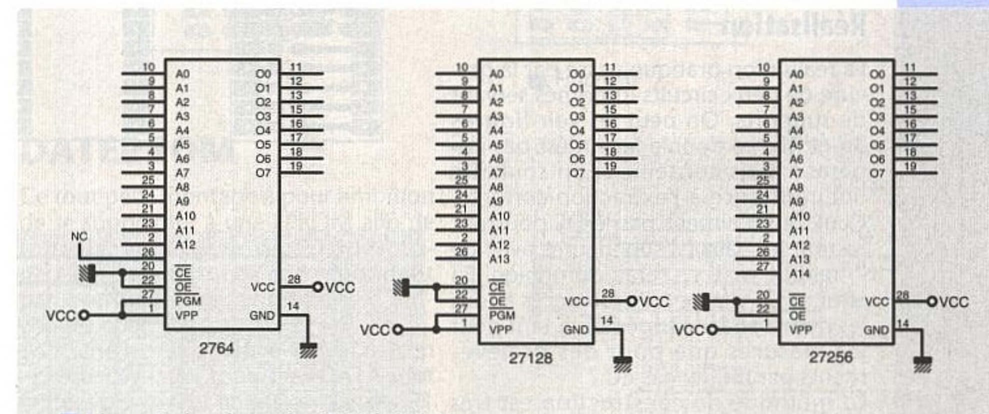


Figure 1 : brochage des 2764 à 27256.

Parmi les «modifs», un déblocage du balayage rapide en écriture (associé à un inter à clé...), a permis de disposer de fonctions de copies très intéressantes parmi lesquelles le report de blocs en RAM à des adresses différentes, soit dans une autre RAM soit en EPROM.

Mais un programmateur d'EPROM est bien plus puissant que sa simple fonction annoncée : c'est un générateur d'adresses et de données que l'on peut combiner astucieusement avec une maquette en cours de développement, pour éviter de se prendre la tête avec des milliers de lignes de saisie. Votre serviteur brûlant de nombreuses EPROM par an (soit pour rendre service à des amis, soit pour des besoins personnels) a mis en pratique certaines astuces qu'il a décidé de «solidifier». En effet, bien souvent ces «bidouilles» se font sur un coin d'atelier avec moult fils, et s'ils conviennent parfaitement pour une cession, il est bien rare de les retrouver intacts quelques jours plus tard...

Voici donc du costaud, facilement reproductible et dont les services compenseront largement le peu de temps et de soin accordés à leur construction.

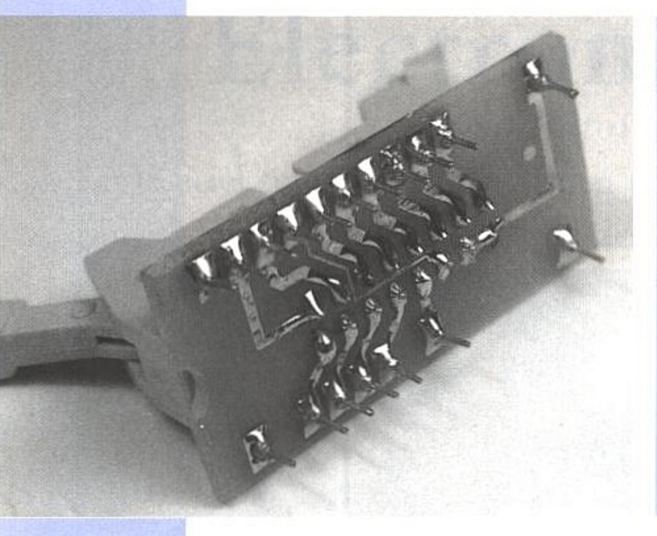
SUPEPROM

Le premier accessoire dont tout concepteur peut avoir besoin est un câble permettant de relier un programmateur d'EPROM à une maquette en cours de développement. C'est par cela que nous allons commencer, mais avant toutes choses un regard sur la **figure 1** définira les limites que nous nous sommes fixées : trois types d'EPROM seront acceptés, soit 64/128/256, avec une réserve pour la 256. Ceci nous a semblé raisonnable pour qui exploite ces mémoires dans des applications conditionnelles ou séquentielles.

On peut alors constater que les fabricants ont eu l'extrême obligeance d'harmoniser les brochages, ce qui n'est pas courant. Cinq broches seulement sur 28 sont à surveiller.

On sait que les conditions changent





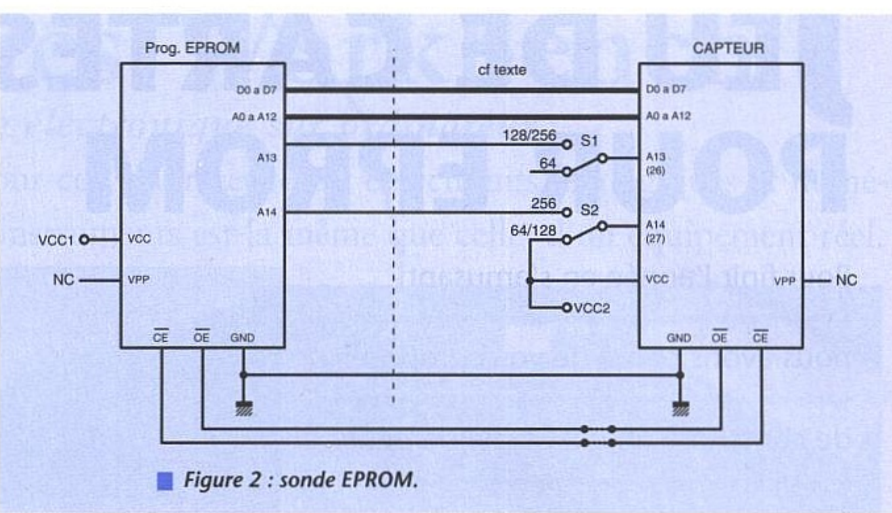


Figure 2 : sonde EPROM.

pour VPP, CE barre, PGM barre suivant que l'on est en écriture ou lecture ; et bien entendu A13 et A14 liées cette fois au type d'EPROM (64/128/256). Pour que ce câble soit le plus universel possible, il a donc fallu tenir compte de ces différences afin d'éviter des conflits dangereux tels que CE forcé à 0 sur le prototype et CE à 1 sur le programmateur en mode écriture. Aussi avons-nous inséré un jeu de straps mobiles dans toutes ces lignes délicates, ce qui nous a conduit au schéma visible **figure 2**.

Suivant les cas, OE et CE seront liés ou non ainsi que A13 ou A14. A noter que pour A14, il serait de mauvais goût de placer le support EPROM côté programmateur, surtout si ce dernier est prévu pour une 256 ! C'est pourquoi nous avons précisé un sens : Capteur (côté programmateur) et EPROM (côté application).

Figure 3a

Figure 3b

Réalisation

La réalisation pratique passe par la gravure de deux circuits imprimés servant de supports. On peut les voir **figures 3a et 3b**. Le double face n'est pas impératif mais conseillé si on souhaite une résistance à l'extraction correcte. Ceux qui n'aiment pas le DF pourront assurer les liaisons supérieures avec de l'Araldite, mais ce serait dommage. En effet, le DF permet d'avoir accès à tous les points en face supérieure, tant pour les mesures que pour des prélèvements par fils, au cas où ?

La méthode de construction est très simple, mais impose un minimum de soin : les pastilles servant à souder des broches tulipes (extraites de supports ou achetées «libres») sont à percer précisément à 1,35 mm. Leurs alignements et écartements méritent un minimum d'attention, mais une fois bien exécutées, les cartes sont très solides et faciles à extraire (même avec un tournevis en levier, ce qui n'est pas le cas de supports classiques). Ce procédé de construction est applicable à toutes les maquettes proposées ici.

Emploi

VPP et VCC étant désolidarisés (attention 256!), toutes les adresses et données transitent du programmateur à la maquette. Eviter alors de doubler les adresses PAR la maquette.

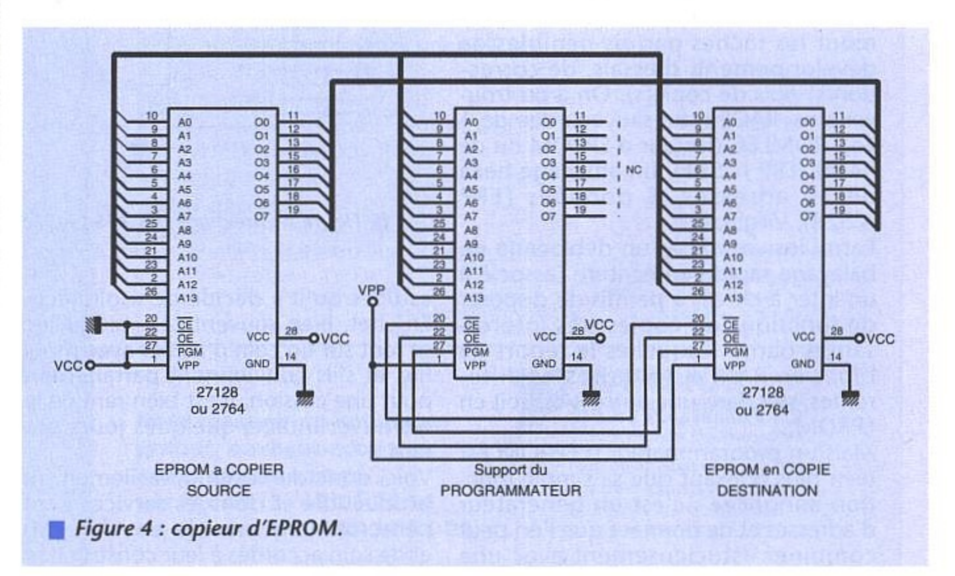


Figure 4 : copieur d'EPROM.

COPEPROM

Nous vous avons annoncé un copieur d'EPROM pour moins de 30 F, le voici ! Le principe est très simple, comme le prouve le schéma **figure 4**. Le support du programmateur distribue ses adresses aux supports source et copie. Les données issues du programmateur sont ignorées, par contre celles venant du support source sont envoyées vers COPIE. Comme Source est figée en lec-

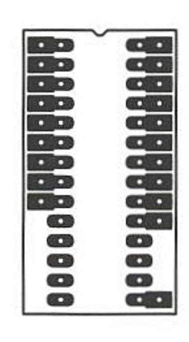
ture seule, il suffit de récupérer les lignes de commandes CE, OE, PGM (barres) plus VPP du programmateur, et de les transmettre au support Copie pour obtenir un copieur simple de 64/128.
Ce schéma bien évidemment n'étonnera personne. C'est par sa réalisation pratique qu'il se distingue : trois petites cartes et le tour est joué pour un encombrement ridicule (nous avons privilégié l'occupation en hauteur afin d'autoriser l'insertion sur tous les programmateurs).

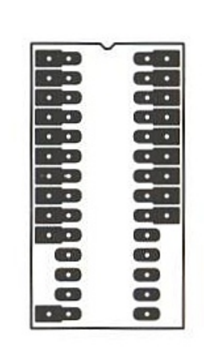
Réalisation

Les trois cartes sont données **figures 5 a, b et c**. La base, 5a, est en DF pour les raisons déjà citées, et 5b comme 5c sont en simple face MAIS avec le côté cuivre situé côté composants. Cette technique permet la jonction Source - Copie par broches HE14 droites mâles, et le tout à la Base par deux jeux de HE14 coudées.
Les photographies en disent long, toutefois une précaution de montage : préparer la Base de ses broches tulipes. Souder ensuite les HE14 coudées (côté cuivre) sur 5b et c. Mettre deux barrettes HE14 droites entre b et c puis aligner le tout sur la base. Couper et souder sur b et c seulement. Extraire de la base et souder soigneusement les supports Source et Copie (toujours côté cuivre) après avoir réduit les broches de 1 mm environ. Ré-assembler sur la Base et souder l'ensemble.
Votre copieur est prêt.

Usage

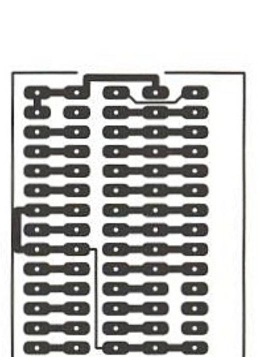
La fonction COPIE est très simple : mettre la source en Source et l'Eprom vierge sur Copie. Faire une RAZ du programmateur et choisir le mode ECRITURE correspondant à la copie insérée (27xxx ou 27Cxxx). Incrémenter le programmateur de l'adresse xxx (0?) jusqu'à la fin des adresses utiles sans se soucier des DATA affichées sur le programmateur (elles tournent dans le vide, seules les conditions OE, CE, VPP et les adresses nous importent).
Une fois l'adresse de fin atteinte, c'est terminé : Copie est identique à Source.
C'est vrai on travaille en aveugle pour les DATA mais ceux qui disposent de programmateurs manuels ou qui n'ont pas envie de créer un fichier source trouveront en COPEPROM un assistant fort aimable et performant. Si on souhaite copier intégralement une EPROM, rien n'empêche de tourner en boucle quitte à passer deux fois sur la même adresse, à condition bien entendu que la source et la copie soient de même capacité.

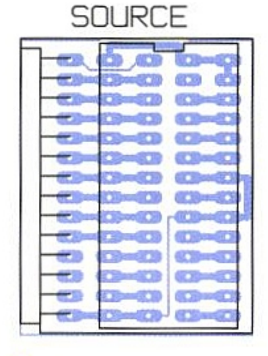




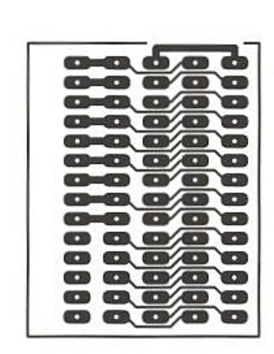
BASE

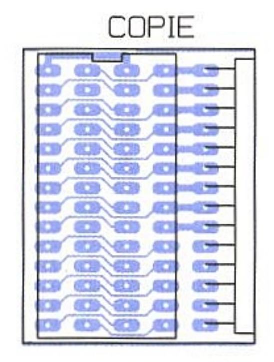
■ *Figure 5a*





■ *Figure 5b*

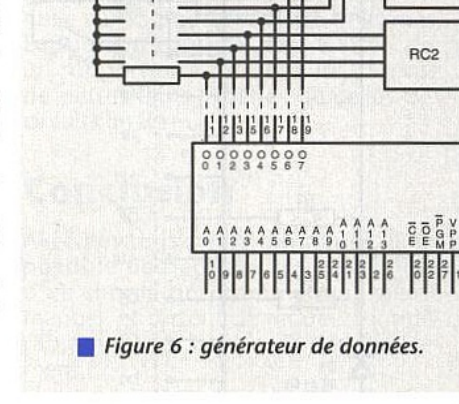




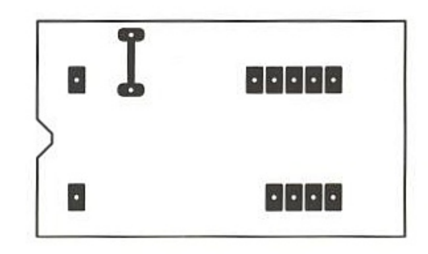
■ *Figure 5c*

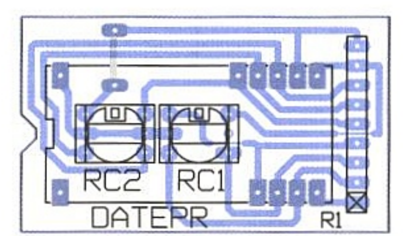
DATEPROM

Ce tout petit montage a pour ambition de se supplanter à une EPROM afin de fournir, au moyen de 2 roues codeuses, des données correspondant par exemple à des conditions d'affichages codés, etc.
Son schéma livré **figure 6** dévoile son aspect spartiate : toutes les DATA sont forcées par défaut en pull-down par R1 et RC1 et 2 peuvent activer ou non certaines données.
Ceci va permettre de simuler un octet de données et d'en mesurer les effets, ou encore de relever les données correspondantes à certains effets sans passer des heures sur le papier, tout en testant le câblage DATA et son (ses) récepteur(s).



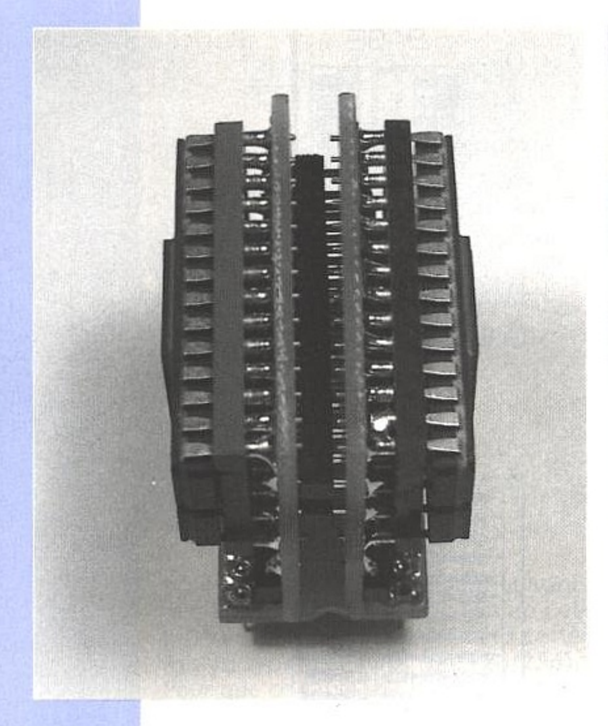
■ *Figure 6 : générateur de données.*





■ *Figure 7*



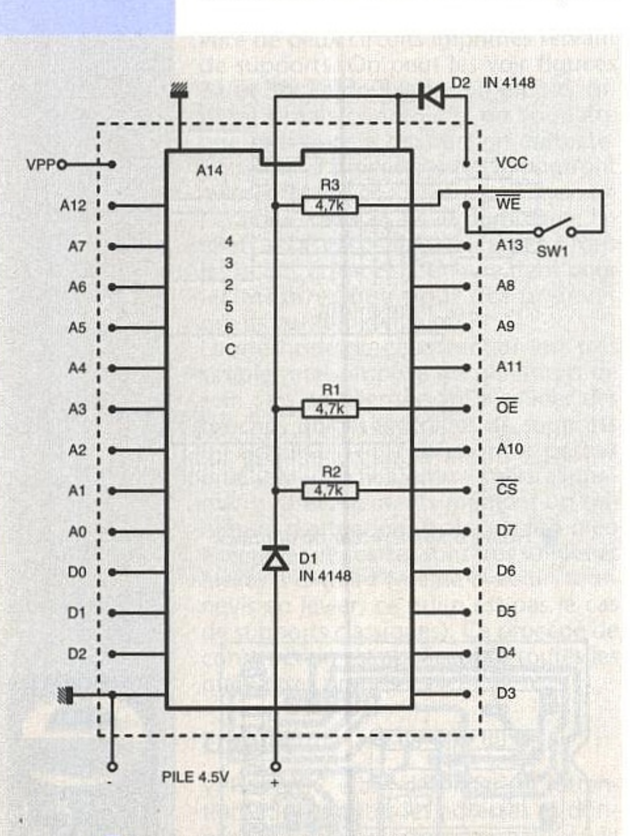


Réalisation

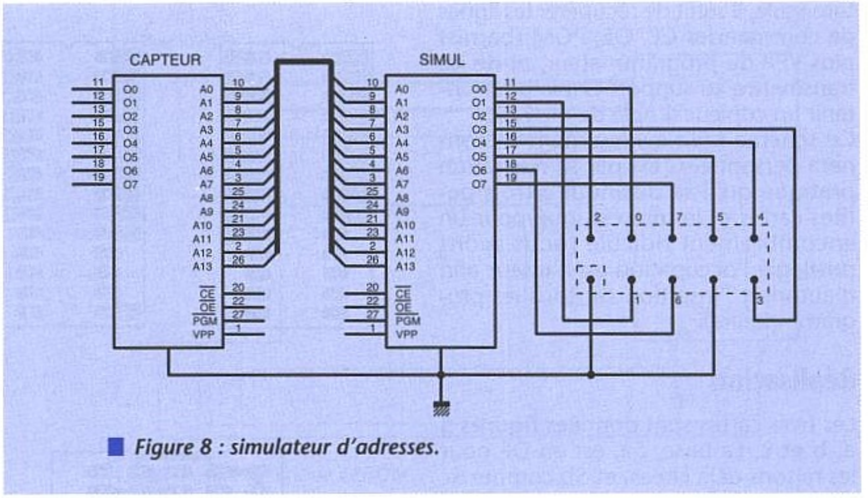
Elle se contente d'un simple circuit en DF ou non, comme proposé **figure 7**, un strap étant prévu pour remplacer 2 vias.

Usage

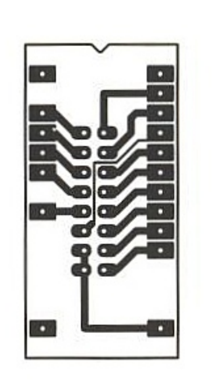
Si pour Data A8 vous devez obtenir une condition particulière, en insérant DATEPROM à la place de l'Eprom et en programmant A8 sur les roues codeuses, vous voyez de suite le résultat. Avant DATEPROM, l'auteur exploitait les DATA de son programmateur (par câbles) mais c'était lourd et encombrant. Désormais on peut sans crainte bouleverser les ordres DATA/récepteur

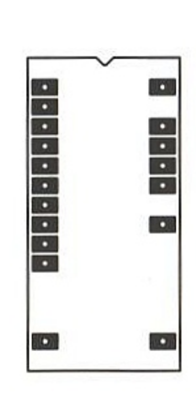


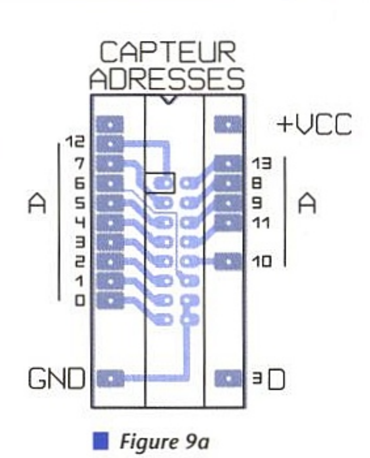
■ *Figure 10 : RAM sauvegardée.*



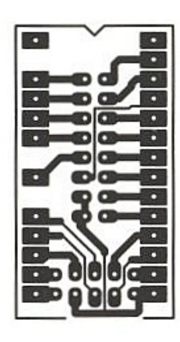
■ *Figure 8 : simulateur d'adresses.*

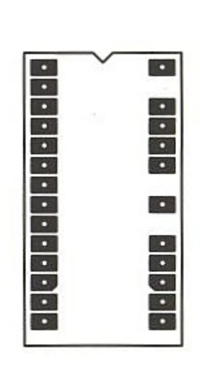


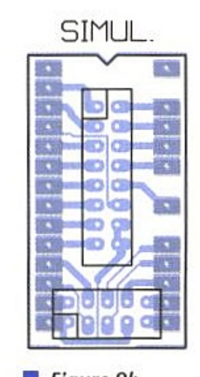




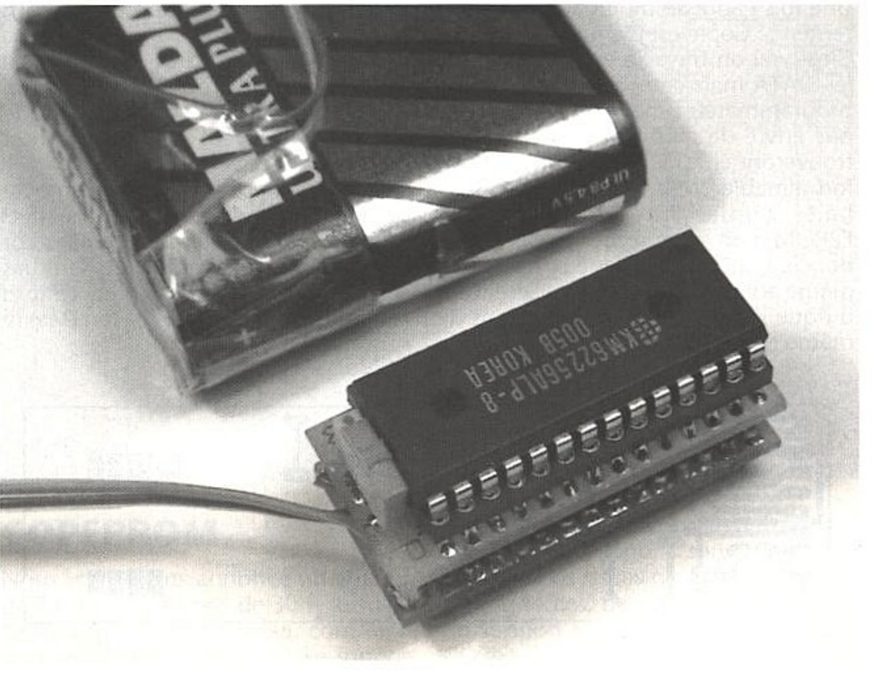
■ *Figure 9a*

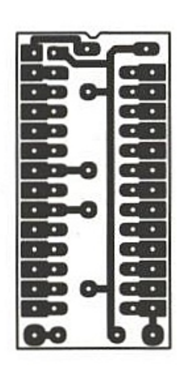


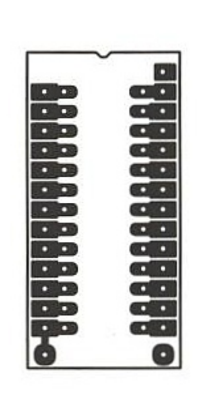


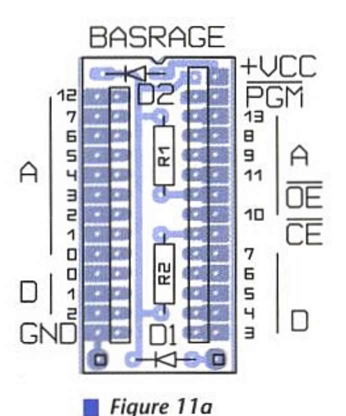


■ *Figure 9b*

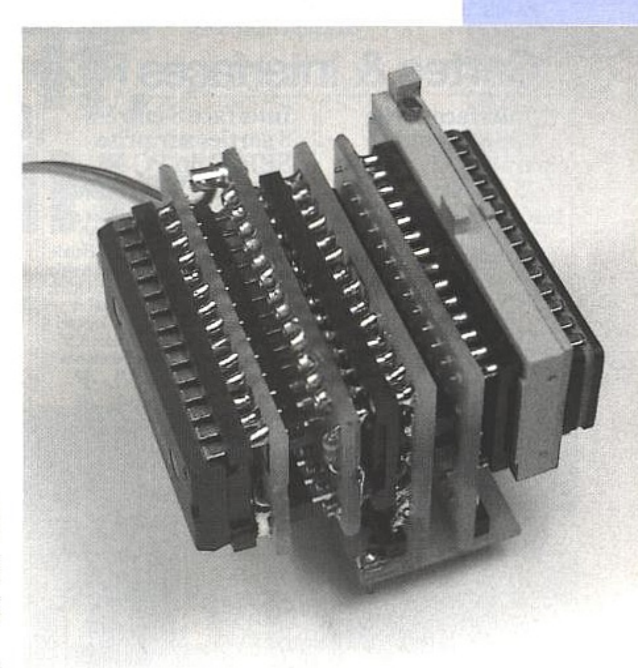




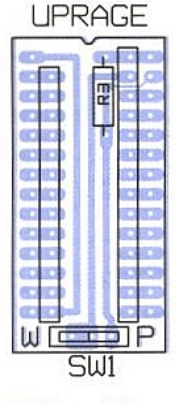




■ *Figure 11a*







■ *Figure 11b*

sur le hard et constater les états de façon pratique et légère. De plus c'est un très bon outil pour tester le câblage des données.

SIMADR

Ce câble a pour fonction de transférer à une maquette les adresses disponibles depuis le programmateur, et d'accepter des données issues de commandes extérieures. C'est un peu le mode pas à pas pour une structure à haute vitesse d'horloge avec des données à définir (ou vérifier).
Mais il pourra servir aussi comme transit de générateur d'adresses pour tout autre montage que ceux attendant une EPROM.
Son schéma est donné **figure 8**. En fait, seules les adresses et la masse vont du programmateur (capteur) à la carte simul, cette dernière disposant d'un petit connecteur pour recevoir des données externes. Les deux circuits imprimés sont donnés **figures 9 a et b**.
Il serait possible, au moyen d'un adaptateur spécial, de raccorder DATEPROM (penser à véhiculer +VCC). On notera sur la figure 8 l'ordre (ou plutôt le désordre...) du connecteur de données.

RAGE 2

Pour terminer cette petite série, voici une RAM de 16 ko sauvegardée par pile, et qui est totalement compatible avec les 2764 et 128. On pourra s'étonner de voir sur le schéma **figure 10** qu'il a été fait usage d'une 43256 (32 ko) sous-exploitée. La raison est double : tout d'abord cette RAM est largement distribuée, et son brochage très proche des 2764/128. En fait, seule la broche 1 est à surveiller de près. Pour les 64/128 il s'agit de VPP alors que sur la RAM c'est A14. Nous avons donc convenu de porter A14 à 0 ce qui fait perdre 16 ko, mais facilite considérablement la réalisation.
Le montage est excessivement simple : trois résistances sont chargées de tirer à 1 au repos les lignes CS, OE et WE (toutes barres). La diode D1 porte le point nodal de ces pull-up à +VCC de la pile quand l'accessoire n'est connecté à aucun autre système, ou que ce dernier est désalimenté. Dans le cas contraire, c'est D2 qui prend le relais et alimente la RAM en +5V du montage hôte. Un petit switch a été prévu afin que WE puisse être déconnecté de PGM, donc protéger la RAM d'une écriture accidentelle.

Réalisation

Elle consiste tout d'abord à monter sur le CI **figure 11a** les broches tulipe, deux résistances, les deux diodes et les deux barrettes HE14 mâles. Ensuite on engage sur ses derniers le second CI **figure 11b** qui a sa face cuivre côté composants. On soudera alors les HE14, puis R3 et le switch en légère élévation (pour le souder au pied des pattes). Il ne restera plus qu'à engager le support tulipe 28 broches de la RAM et le souder soigneusement. Il est à noter que R3 doit passer dans une des alvéoles du support. Si on avait un support à fond plein, il faudrait soit faire une ouverture, soit préférer de la barrette sécable.
Autre point important : SW1 est un modèle SECME qui commute «à l'envers», c'est-à-dire que quand il est tiré à gauche par exemple, c'est la broche de droite qui est liée au commun central. Il conviendra donc d'acheter le switch avant de graver le CI de la figure 11b si on veut que les lettres W (Write/écriture) et P (Protect) correspondent avec la réalité.
La pile que nous avons choisie est tout simplement une petite pile de lampe de poche de 4,5V reliée par fils. C'est économique, assure une longue durée (cette RAM au repos consomme moins de 0,1 mA), et la nuisance (poids et encombrement) est fort acceptable.

Emploi

Il est difficile de faire plus simple ! Il suffit de placer le montage sur le programmateur d'EPROM, de basculer SW1 sur W et de procéder à l'écriture comme pour une EPROM, sans s'occuper de la tension de programmation puisqu'elle n'arrive pas à la RAM. La seule chose qui change est la durée de PGM : 50 ms pour 21V et 20 ms pour 12,5, mais les deux conviennent parfaitement.
Une fois la RAM vérifiée, corrigée au besoin, il est prudent de passer SW1 sur P et alors on peut déplacer l'ensemble pour le mettre sur l'application pour laquelle il est destiné. Quand tout est OK, il n'y a plus qu'à monter la RAM sur source de COPEPROM et une EPROM sur copie pour obtenir un clone figé correctement.

Remarque

Ce qui va être dit est valable pour toutes ces cartes.
Il faudra éviter d'insérer les broches tulipe dans certains supports à insertion nulle car ils pourraient être déformés. La solution consiste alors à intercaler un support ordinaire qui, lui, dispose de pattes fines proches de celles des circuits intégrés.

Conclusion

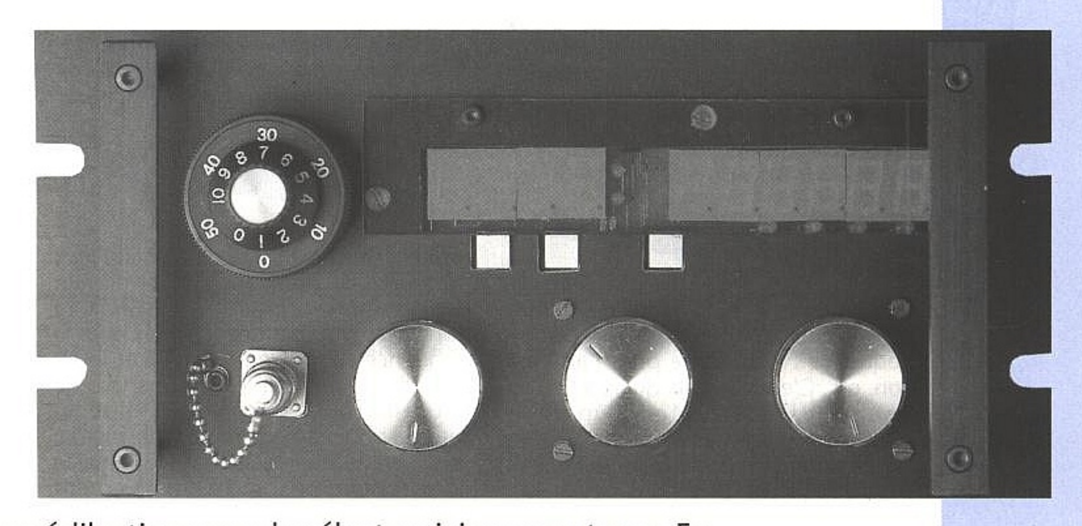
Avec ces tous petits montages, il est possible de décupler les possibilités d'un simple programmateur, même manuel, et surtout de réduire considérablement les temps de développement.
Nous en avons encore en «stock», dont certains comportent un peu plus d'électronique et s'attachent à des tâches plus importantes.
Nous vous les offrirons bientôt, d'ici là travaillez bien et préparez bien la nouvelle année.

Jean ALARY



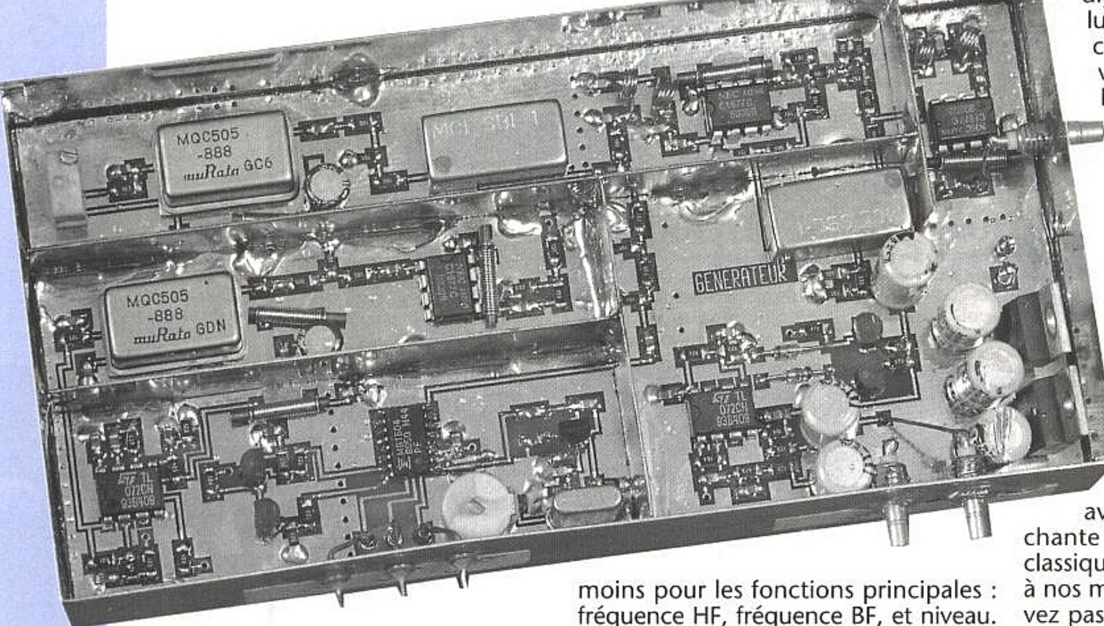
GÉNÉRATEUR HF, 300 kHz à 90 MHz AM, FM

Vous avez pu constater, au cours de la lecture de nos derniers articles, entre autres, que nous pensions que le domaine des hautes fréquences restait un des domaines de prédilection pour les électroniciens amateurs. En effet dans ce domaine on peut encore concevoir, étudier et réaliser des équipements sans équivalents sur le marché des produits manufacturés en grande série. Nous avons remarqué avec satisfaction que, par exemple, l'émetteur TV AM avait rencontré des échos favorables. Espérons que les articles consacrés à l'implantation en HF et le survol des applications des résonateurs à ondes de surface suscitent les mêmes égards. L'article que nous vous proposons dans ce numéro s'inscrit dans la même lignée puisqu'il est consacré à la réalisation d'un générateur de laboratoire.



Nous n'allons pas nous étendre longuement sur l'utilisation d'un générateur de laboratoire mais plutôt, à travers son utilisation attendue, définir un cahier des charges correspondant à un appareil simple et de bon goût, en un mot ergonomique.
Un générateur HF ce n'est pas une fin en soi, c'est simplement un outil de test, de mise au point ou de contrôle. On utilise le générateur à chaque fois que l'on doit intervenir sur des récepteurs, soit sur les étages d'entrée soit dans les étages à fréquence intermédiaire. Il doit donc délivrer un signal de fréquence stable et précise. La fréquence doit pouvoir évoluer de manière discrète avec un pas fin pour relever une courbe amplitude/fréquence. Le niveau de sortie doit être connu précisement sur toute la couverture de fréquence si l'on souhaite évaluer le gain ou l'atténuation d'un quadripôle en test. Cette caractéristique est importante notamment dans le cas des étages de puissance. Finalement si l'on prévoit astucieusement la possibilité de modulation en AM ou en FM, le générateur sera d'un grand secours pour le réglage des discriminateurs FM ou des démodulateurs AM. En quelques phrases nous nous apercevons que nous attendons beaucoup d'un tel générateur. Ce n'est pas le fait du hasard si les générateurs professionnels sont si volumineux, si chers et heureusement si complets. Aux critères dejà annoncés nous pouvons ajouter que la dynamique du niveau de sortie devra être très importante. Si l'on veut tester des récepteurs nous devrons utiliser des niveaux aussi faibles que -110 dBm, voire moins, et pour le test d'étages de puissance nous aurons au moins besoin d'une attaque avec 100 mW soit +20 dBm. Ceci correspond donc à une dynamique de 130 dB. La plupart des générateurs ont, au moins, cette dynamique, les plus performants ayant une dynamique supérieure ou égale à 150 dB.
Nous en savons assez sur les performances électriques de l'appareil pour l'instant, penchons-nous sur l'aspect ergonomique qui nous tient à cœur. Observons la face avant d'un générateur «ancien», c'est-à-dire ayant 15 ans ou





digits pour la fréquence BF, résolution de 10 Hz. Notre cahier des charges est terminé nous pouvons aborder le synoptique de l'appareil puis sa description.

plus. C'est en général limpide : un bouton pour la fréquence BF, un pour la fréquence HF un autre pour l'atténuation, etc. C'est si simple qu'il suffit d'actionner l'interrupteur marche/arrêt pour commencer à travailler sur l'équipement en essai, maintenance ou développement. Penchons-nous maintenant sur le cas d'un appareil resolument moderne. Au milieu d'une kyrielle de boutons poussoir trône ce que les fabriquants appellent la «roller key» qui n'est en fait qu'un encodeur optique (codeur incrémental) et que nous appellerons RK en abrégé dans toute la suite de cet article. Avant de pouvoir réellement travailler avec cet appareil, il faut admettre de perdre quelques heures d'apprentissage pour un résultat pas toujours convaincant. Le problème est classique et connu et provient de cette fameuse RK qui peut avoir quatre, cinq ou six fonctions différentes.

Pour changer de fonction, il faut actionner un des boutons poussoir mentionnés auparavant. En théorie ce n'est pas si bête que cela, cela permet de simplifier la face avant. Hélas les fabricants pensent souvent plus à leur marge qu'à l'ergonomie. La simplification de la face avant n'a qu'un seul but : ne disposer que d'une seule RK. Dans la pratique, avec un «vieil appareil», l'utilisateur, les yeux rivés sur sa maquette, allonge le bras, et pilote le générateur en actionnant directement une commande quelconque : fréquence, niveau, indice de modulation, etc. Avec un appareil moderne ceci n'est plus possible, il faut absolument contrôler l'état de RK pour connaître le paramètre en cours de modification. Si l'on prend de mauvaises habitudes, qu'on souhaite travailler vite et ne pas opérer ce contrôle, on peut s'attendre à des surprises de taille : évolution du niveau de sortie alors que l'on était persuadé de faire évoluer la fréquence. Mais attention ceci ne veut pas dire que nous rejetons en bloc toutes les commandes des générateurs HF «modernes». Bien au contraire, la fameuse RK est un procédé véritablement génial, le seul reproche que nous faisons est qu'il n'y en ait pas une par fonction - au moins pour les fonctions principales : fréquence HF, fréquence BF, et niveau. L'appareil que nous allons décrire aura donc trois commandes séparées pour la fréquence HF, la fréquence BF et le niveau de sortie. Pour les commandes de fréquence nous aurons deux RK séparées et pour la commande de niveau une commande mécanique sur laquelle nous reviendrons, sachez simplement que nous n'avons pas souhaité réaliser et vous faire réaliser un atténuateur.

Nous avons évoqué la modulation, il sera donc éventuellement modulable en amplitude et en fréquence. Deux boutons poussoir permettront de mettre en/hors service les modulateurs. L'action sur la profondeur de modulation sera confiée à un simple potentiomètre. Pour cette commande, nous avions pensé à une troisième RK mais dans un but de simplification évident, nous avons éliminé cette option. Les fréquences HF et BF seront affichées clairement : six digits pour la fréquence HF, résolution de 1 kHz, et 4

Structure du générateur

Nous pourrions vous présenter directement la structure retenue mais nous préférons un autre mode de présentation qui a au moins l'avantage de justifier la structure retenue.

Bien que la synthèse numérique directe soit presque abordable, nous avons écarté cette solution alléchante au profit d'une structure plus classique et beaucoup plus appropriée à nos moyens financiers. Vous ne pouvez pas savoir ce que coûte un prototype ! Une fortune ! Un générateur autour de circuits DDS, voilà un projet passionnant, mais un peu prématuré et un jour nous y viendrons lorsque les prix auront suffisamment baissé.

PLL simple

Le schéma synoptique d'un PLL à simple boucle est représenté à la **figure 1**. C'est un schéma archi-classique que vous avez eu l'occasion de voir maintes et maintes fois. La fréquence de sortie est liée à la fréquence de référence par la relation,que nous ne démontrons pas : Fvco = N . Fref. En choisissant Fref et N, il est clair que l'on peut caler la fréquence du VCO sur une fréquence quelconque. Les PLL peuvent donc être utilisés dans un vaste domaine de fréquence, et ils le sont, de la BF jusqu'aux SHF - plusieurs GHz-.

Il y a hélas des limitations au procédé. La première de ces limitations ne nous

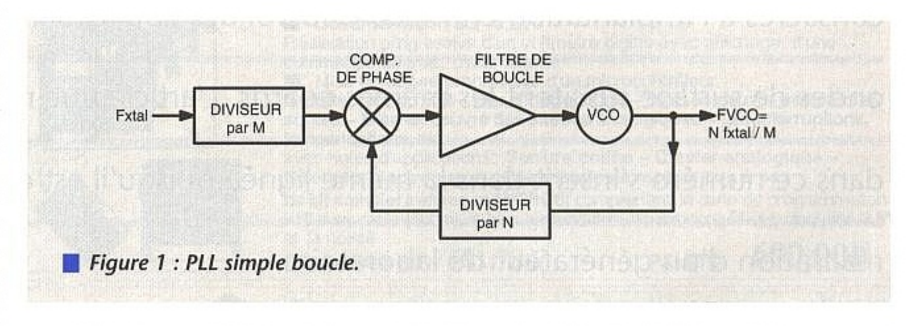


Figure 1 : PLL simple boucle.

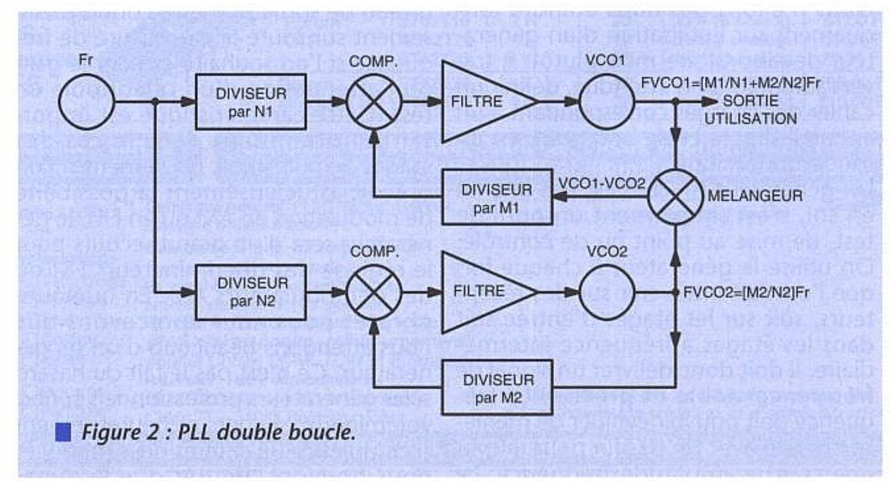


Figure 2 : PLL double boucle.

concerne pas dans cette description puisqu'elle est relative à la fréquence maximale de travail : le premier diviseur travaille à la fréquence de sortie, on peut estimer la limite actuelle à environ 6 GHz, ce qui est bien au-dessus de nos préoccupations du moment.
La deuxième limitation, sur laquelle nous allons porter un intérêt tout particulier, est la limitation de l'excursion en fréquence du VCO.
Il est bien difficile de faire comprendre à un électronicien le fonctionnement d'un PLL. La chaîne de division ne participe pas à l'élaboration de la fréquence de sortie mais elle la stabilise. En conséquence si l'on souhaite couvrir une plage de fréquence de f1 à f2, le VCO seul devra accomplir cette performance. Il s'agit donc du premier critère à choisir, bien avant le type de diviseur, type de filtre, etc.
Au cours de la description d'un récepteur large bande, nous avons assez longuement disserté sur l'excursion maximale des VCO. En résumé on peut dire qu'une plage de fréquence étendue de f à 2 x f est une plage «normale» et qu'il est toujours assez audacieux de s'aventurer sur des facteurs plus élevés. Sur des prototypes de table avec des diodes varicap Siemens nous avons obtenu un facteur 3 en faisant varier simultanément la capacité d'accord constituée de deux varicaps tête-bêche et une capacité de réaction constituée d'une seule diode varicap.
Il s'agissait d'un prototype de laboratoire, la reproductibilité était très incertaine. Par ailleurs, même si la performance f, 3 x f est intéressante, elle est totalement insuffisante pour les besoins d'un générateur à large couverture comme celle que nous envisageons : 300 kHz à 90 MHz. Pour un tel générateur et un PLL à simple boucle, il faudrait associer 9 VCO et assurer leur commutation. Cette configuration n'est pas extravagante, nous l'avons déja rencontré dans un générateur de mires Philips regroupant 4 VCO pour couvrir les bandes TV. Les éléments précédents nous aiguillent automatiquement vers une autre configuration plus apte à résoudre élégamment le problème.

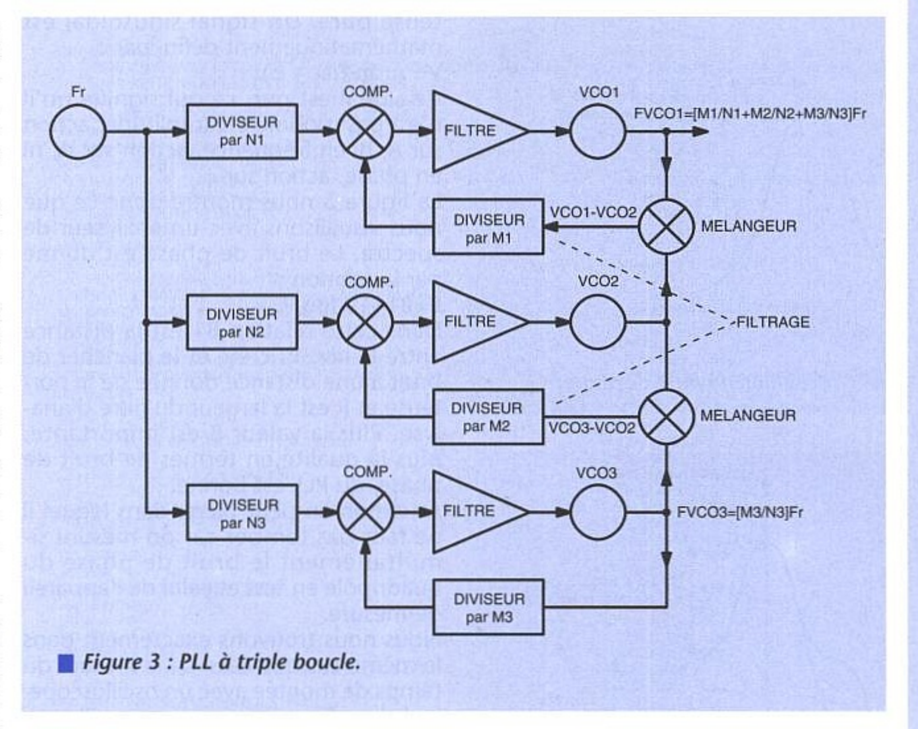


Figure 3 : PLL à triple boucle.

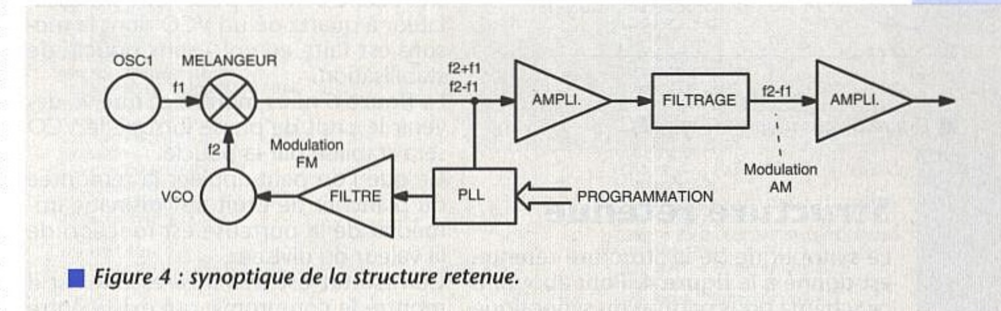


Figure 4 : synoptique de la structure retenue.

PLL à double boucle

Le schéma synoptique du PLL à double boucle est représenté au schéma de la **figure 2**.
Sur ce schéma on reconnaît premièrement un PLL à boucle simple stabilisant le VCO2 sur FVCO2. Cette fréquence est ensuite mélangée à FVCO1 puis divisée par N avant d'être appliquée au premier comparateur de phase.
Avec les notations de la figure 2, la relation entre la fréquence de sortie et la fréquence de comparaison s'écrit :
FVCO1 = [FREF].[M1/N1+M2/N2]
Quel est l'avantage d'une telle structure ? La réponse n'est pas si simple que ce que l'on peut lire dans différents ouvrages ou revues...
En général l'accent est mis sur le pas de fréquence qui peut être extrêmement réduit et les explications s'arrêtent là. La taille du pas de fréquence n'est qu'une conséquence de cette structure mais les points forts et les points clé sont ailleurs. Le point le plus important est la couverture remarquable de cette structure. Imaginons que nous ayons deux VCO identiques couvrant la plage f, 2/ f .
Si, grâce au mélangeur, nous sélectionons la différence FVCO1-FVCO2, le PLL complexe ainsi bâti nous permet de stabiliser une porteuse FVCO1 comprise entre 0 et f. La fréquence 0 n'a évidemment aucune signification, elle montre simplement qu'il n'y aucune limite théorique vers le bas.
Cette démonstration très sommaire, nous en convenons, met en évidence deux points très importants :
- le mélangeur délivre plusieurs produits d'intermodulation, il sera donc OBLIGATOIREMENT suivi d'un filtre sélectionnant le produit intéressant. Ce filtre est régulièrement omis dans toutes les descriptions ou toutes les démonstrations mathématiques. Dans le cas des démonstrations, GARDNER par exemple, l'auteur suppose que le filtre est évident puisqu'à la sortie du mélangeur, il ne tient compte que de la présence d'une seule raie.
- les fréquences des deux VCO devront en conséquence être voisines. Ce critère, à première vue, peut paraître surprenant mais un exemple numérique avec deux VCO à 100 et 1 MHz par exemple va nous servir de justification. Dans ce cas les deux produits d'intermodulation, en sortie du mélangeur, valent respectivement 101 et 99 MHz. Si on sélectionne 99 MHz, il faudra rejeter la raie à 101 MHz. Dans le cas d'un filtre fixe, cette performance est difficile mais envisageable.
Dans le cas du synthétiseur, conçu avec une boucle principale - réglage grossier - et une boucle annexe - vernier de fréquence -, le filtre doit être un filtre de poursuite autour de FVCO1+1MHz. Là les choses se gâtent.
A contrario si les VCO ont des valeurs voisines, les deux produits d'intermodulation sont éloignés et il est d'autant plus facile d'assurer un filtrage efficace.
Nous voyons donc par cette démonstration les avantages et inconvénients de cette structure. Attention ceci ne veut pas dire que les doubles boucles ne doivent pas être utilisées, car une analyse sur le temps de verrouillage montre que c'est probablement une excellente solution.
Il y a quelque temps X. Fenard avait adopté cette configuration pour son générateur HF. Nous nous orienterons vers un synoptique un peu différent et les lignes qui suivent nous servent de justificatif.

PLL à triple boucle

Le schéma synoptique de la **figure 3** représente le synoptique d'un PLL à triple boucle qui montre que l'on peut conjuguer le schéma de la figure 3 pour obtenir des verniers 100 kHz, 10 kHz, etc. Bien entendu les critères de filtrage énoncés précédemment restent valables.



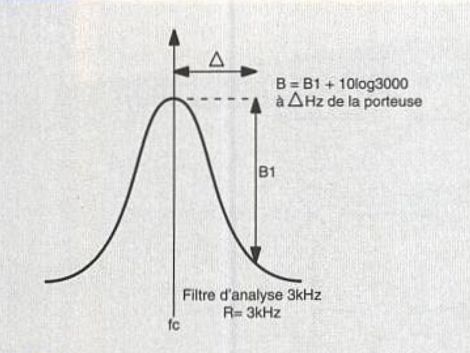


Figure 5 : définition du bruit de phase.

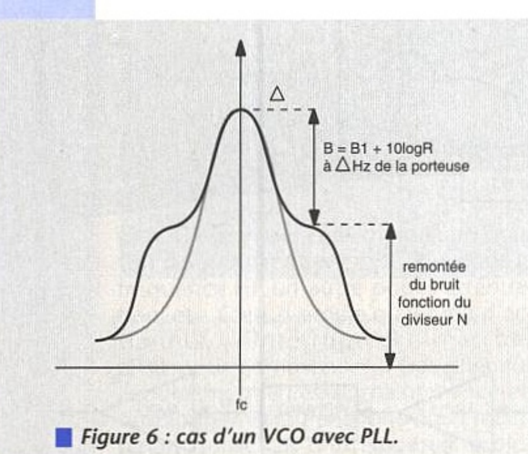


Figure 6 : cas d'un VCO avec PLL.

Structure retenue

Le synoptique de la structure retenue est donné à la **figure 4**. Pour aboutir à ce schéma nous partons du synoptique de la figure 2.

C'est effectivement une bonne idée de faire battre deux oscillateurs et de sélectionner un produit d'intermodulation. Le principal inconvénient réside dans la présence de deux PLL. Ces deux PLL nous posent des problèmes de consommation, encombrement, coût, qui ne sont pas forcément critiques mais dont on cherche quand même à se passer.

La solution consiste à prelever le signal, non pas en entrée, mais en sortie du mélangeur. On suppose bien sûr que l'on a sélectionné le produit d'intermodulation ad-hoc.

Dans ce cas un des VCO est un simple oscillateur, stable bien sûr, pour lequel un verrouillage est inutile.

En effet l'asservissement ne porte plus que sur le deuxième VCO. Toutes les variations se répercutent sur le deuxième VCO, tout se passe comme si l'on était en présence d'un oscillateur très large bande : deux oscillateurs, un mélangeur et un filtre.

Dans ce cas il n'y a pas de vernier et inutile car le VCO se déplace entre f et 2 x f comme dans le cas du PLL double boucle.

Avant de passer au schéma de principe, nous allons aborder très rapidement la définition et la mesure du bruit de phase, et le modulateur d'amplitude.

Bruit de phase

Pour la définition et la mesure du bruit de phase, on se reportera à la **figure 5**. Le bruit de phase concerne une porteuse pure. Un signal sinusoïdal est mathématiquement défini par :

$V = A \sin(\omega t + \varphi)$

Ce signal est pur, ce qui signifie qu'il n'est pas modulé en amplitude, action sur A, ni en fréquence, action sur ω, ni en phase, action sur φ.

La figure 5 nous montre donc ce que nous visualisons avec un analyseur de spectre. Le bruit de phase est donné par la relation :

$B = B1 + 10 \log R$.

Dans cette relation B1 est la distance entre le niveau crête et le plancher de bruit à une distance donnée de la porteuse et R est la largeur du filtre d'analyse. Plus la valeur B est importante, plus la qualité,en termes de bruit de phase, du PLL est bonne.

Attention au petit piège dans lequel il ne faut pas tomber car on mesure simultanément le bruit de phase du quadripôle en test et celui de l'appareil de mesure.

Nous nous trouvons exactement dans le même cas que celui de la mesure du temps de montée avec un oscilloscope.

La figure 5 est relative à un oscillateur très stable comme peut l'être un oscillateur à quartz ou un VCO dont la mesure est faite au vol - sans boucle de stabilisation.

La **figure 6** nous montre ce que va devenir le bruit de phase lorsque le VCO sera stabilisé par la boucle.

Ce que l'on peut appeler la remontée du plancher de bruit au voisinage immédiat de la porteuse est fonction de la valeur du diviseur.

Ce résultat est très intéressant car il montre le compromis qui existe entre bruit de phase au voisinage immédiat de la porteuse et le plus petit pas de fréquence.

Mais au fait en quoi ce bruit de phase est-il gênant ? Nous avons abordé les diverses modulations : amplitude, fréquence et phase. Le bruit de phase va donc perturber les modulations de fréquence et de phase. Plus la largeur occupée par le bruit est faible par rapport à la largeur occupée par le signal, moins celui-ci est gênant.

Il est donc clair que le bruit de phase sera critique dans les applications à bande étroite ou très étroite.

Dans le cas d'un PLL, le bruit de phase est fonction, bien sûr, de la valeur du diviseur mais aussi du VCO lui-même, du filtre de boucle et de la réalisation pratique. Si l'on cherche un bruit de phase faible, il faut soigner les alimentations, les découplages, et employer des amplificateurs à faible bruit pour le filtre. Nous reviendrons sur ce point au cours de la description du schéma de principe.

Modulation d'amplitude

La modulation en fréquence du PLL ne pose pas de problème mais il est impossible de le moduler en amplitude. Nous aurons donc besoin d'une circuiterie annexe.

Pour la modulation d'amplitude, nous allons adopter la même configuration que celle mise en œuvre pour l'émetteur TV proposé il y a quelques temps. La circuiterie ne nous semblait pas poser de problèmes particuliers et les explications relatives au modulateur d'amplitude étaient succintes. Les questions qui nous ont éte posées montrent que le modulateur requiert une attention plus soutenue. Alors allons-y. Pour cette explication nous nous appuyons sur les **figures 7 et 8**. A la figure 7 nous sommes en présence d'un mélangeur équilibré recevant sur le port FI la fréquence Fm et sur le port OL la fréquence Fc. Le mélangeur est supposé parfaitement quadratique et en sortie on récupère les deux raies Fc±Fm.

Nous sommes tout simplement en présence d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée. Que nous manque-t-il pour passer à une modulation d'amplitude? La porteuse Fc évidemment.

Cette porteuse est disponible à l'entrée du port OL, il suffit donc de l'ADDITIONNER aux deux raies de modulation. Cette astuce bien connue figure dans le Data Book Mini Circuits 92/93 page 1.24. Si les deux raies Fc-Fm et Fc+Fm ont une amplitude inférieure de 6 dB à l'amplitude de la porteuse Fc, l'indice de modulation vaut 100%. Le calcul de l'indice de modulation s'effectue par la formule :

$$m\% = 10^{\left(\frac{6-D}{20}\right)} \times 100\%$$

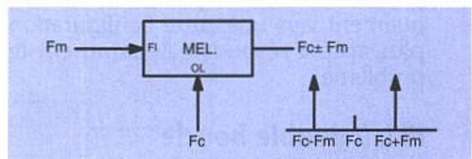


Figure 7 : générateur des bandes latérales en AM avec un mélangeur en anneau.

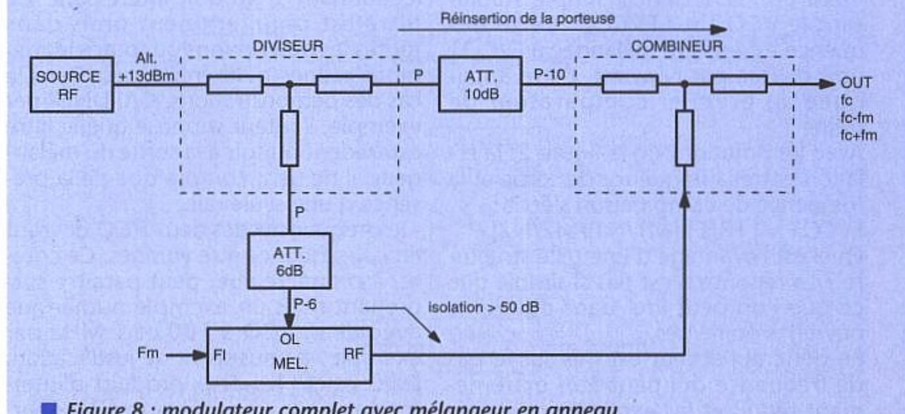


Figure 8 : modulateur complet avec mélangeur en anneau.

Si la différence D vaut 6 dB, m vaut 100 % si la différence vaut 10 dB, m vaut 63% et pour une différence de 40 dB, 2%.
Pour faire varier l'indice de modulation, il suffit de faire varier le niveau du signal envoyé au port FI.
La plupart des problèmes étant réglés, nous pouvons aborder les schémas du générateur en commençant par la carte HF.

SCHÉMA DE LA CARTE HF

(figure 9)

Pour les VCO, nous avons opté pour des Murata MQC 505-888 en espérant qu'il n'y ait pas de problèmes d'approvisionnement (on s'en occupe).
De toutes façons, nous avons prévu une issue de secours.
Il s'agit de réaliser un appareil de mesure et nous n'avons pas voulu vous embarquer dans le dilemme de l'appareil pour tester l'appareil. Pour être sûr de la référence, il n'y avait donc qu'une seule solution : un module testé et certifié.
Toutefois si vous disposez d'un analyseur de spectre il vous sera facile de concevoir un VCO à partir des résonateurs diélectriques en lambda sur quatre. Les VCO sélectionnés ont une fréquence centrale de 888 MHz et ce n'est pas le fait du hasard car les résonateurs lambda/4 à 900 MHz sont disponibles chez certains revendeurs.
Le niveau de sortie nominal de ces VCO vaut -2 dBm. Lorsque la tension de commande vaut 0 Volt, la fréquence est minimale et vaut 854 MHz et lorsque la tension de commande passe à 10 V la fréquence est maximale : 988 MHz. L'excursion de fréquence vaut 134 MHz et le gain du VCO 13,4 MHz/V.
La puissance de sortie est insuffisante pour l'attaque du mélangeur MEL1. On a donc recours à un amplificateur intégré IC1 µPC 1678G NEC (version CMS du 1677). Pour avoir le niveau requis à l'entrée du SBL1 MEL1, + 7dBm, deux atténuateurs en T encadrent l'amplificateur IC1.
Le signal issu de VCO1 est envoyé via un atténuateur de 3 dB à l'entrée RF du mélangeur. La raie de sortie à FVCO2 - FVCO1 est disponible sur le port FI : broches 3 et 4.
Nous n'avons que peu de soucis à nous faire pour la raie FVCO2+FVCO1 qui se situe au voisinage de 1,8GHz. Par contre le mélangeur n'étant pas parfait, il faut prendre quelques précautions vis-à-vis des fréquences d'oscillateurs locaux FVCO1 et FVCO2.
En sortie du mélangeur, le niveau est voisin de - 11 dBm. Après division vers le prédiviseur et l'amplificateur de sortie on dispose de - 17 dBm. Dans la branche destinée au synthétiseur MB 1504 on dispose un amplificateur de 20 dB. Le MB 1504 est donc attaqué par environ +3dBm.
Ici il y a un piège dans lequel nous sommes tombés. Le prédiviseur interne du MB1504 est plus sensible en HF qu'il ne l'est en BF. A l'entrée du MB1504 on récupère la raie utile et les raies parasites aux fréquences des oscillateurs. On a donc recours à un filtre sommaire constitué par une capacité à la masse. Dans ces conditions tout rentre dans l'ordre. Le circuit MB1504 recoit la fréquence de référence issue d'un oscillateur à quartz bâti autour de T3. Nous vous avons déjà signalé que les oscillateurs internes - portes CMOS linéarisées - présentaient des bruits de phases inadmissibles. En conséquence nous avons recours à un oscillateur à FET simple mais de bon goût. Le message de programmation du MB1504 est issu d'un microcontrôleur et reçu sur les broches : Clock, Data, Latch enable.
Nous utilisons les deux sorties du comparateur de phase OR et OV qui sont combinées dans les transistors T1 et T2 pour générer le signal d'erreur. Le signal d'erreur - collecteurs des transistors T1 et T2 - est envoyé au filtre actif IC4.
La structure du filtre est classique. Le

```
10   CLS
20   LOCATE 5,1
30   PRINT»PROGRAMME DE DEMONSTRATION DU FONCTIONNEMENT DU MB 1504 «
40   REM SORTIE D0  BROCHE 2 DB25     DATA   P2.6  BROCHE 27 UC
50   REM SORTIE D1  BROCHE 3 DB25     DATA   P2.7  BROCHE 28 UC
60   REM SORTIE D2  BROCHE 4 DB25     LATCH  P2.5  BROCHE 26 UC
70   REM SORTIE D3  BROCHE 5 DB25
80   REM SORTIE D4  BROCHE 6 DB25
90   REM SORTIE D5  BROCHE 7 DB25
100  REM SORTIE D6  BROCHE 8 DB25
110  REM SORTIE D7  BROCHE 9 DB25
120  REM RADIO PLANS SEPTEMBRE 94
130  DIM R(15),N(18)
140  R(0)=1:N(0)=0
150  DX=&H378
160  PRINT»LA FREQUENCE DU QUARTZ VAUT 12  MHz»
170 PRINT»LA FREQUENCE DE COMPARAISON FCOMP VAUT 1 KHz»
180 REM R EST LE DIVISEUR DE REFERENCE R=FXTAL/FCOMP
190 GOSUB 1200
200 LOCATE 10,10
210 INPUT»FREQUENCE A SYNTHETISER FVCO EN KHz»;FVCO
220 REM M EST LE DIVISEUR GLOBAL ENTRE FVCO ET FCOMP
230 R=12000
240 FCOMP=1
250 M=FVCO/FCOMP
260 IF (M<543) OR (M>131071!) THEN 270 ELSE 300
270 LOCATE 23,1
280 PRINT»ERREUR DE PROGRAMMATION»
290 GOTO 200
300 PRINT»LE PRESCALER EST AUTOMATIQUEMENT FIXE A 64»
310 LOCATE 23,1
320 PRINT»                  «
330 LOCATE 12,1
340 P=64
350 REM CALCUL DES DIVISEURS A ET N
360 N=INT(M/P)
370 A=M-N*P
380 PRINT» A          M        N        P          R «
390 PRINT A,M,N,P,R
400 REM POSITIONNEMENT DE SW -BIT R(15)- EN FONCTION DE P
410 R(15)=0
420 REM CONVERSION EN BINAIRE DES DIVISEURS A,N ET R
430 REM CONVERSION DE R
440 REM R(0) ET R(15) SONT PREALABLEMENT DEFINIS
450 FOR X=14 TO 1 STEP-1
460 R(X)=INT(R/2^(X-1))
470 R=R-R(X)*(2^(X-1))
480 NEXT X
490 REM CONVERSION DE N
500 REM N(0) EST PREALABLEMENT DEFINI
510 FOR X=11 TO 1 STEP-1
520 N(X+7)=INT(N/2^(X-1))
530 N=N-N(X+7)*(2^(X-1))
540 NEXT X
550 REM CONVERSION DE A
560 FOR X=7 TO 1 STEP-1
570 N(X)=INT(A/2^(X-1))
580 A=A-N(X)*(2^(X-1))
590 NEXT X
600 PRINT»R(X)»
610 FOR X=0 TO 15
620 PRINT R(X);
630 NEXT X
640 PRINT
650 PRINT»N(X)»
660 FOR X=0 TO 18
670 PRINT N(X);
680 NEXT X
690 REM ENVOI DES DONNEES VERS LE SYNTHETISEUR
700 REM ENVOI DE R ET P
710 FOR X=15 TO 0 STEP-1
720 OUT DX,R(X)
730 OUT DX,R(X)+2
740 OUT DX,R(X)
750 NEXT X
760 REM ENVOI DE L'IMPULSION DE TRANSFERT
770 FOR X=1 TO 10
780 OUT DX,4
790 NEXT X
800 OUT DX,0
810 REM ENVOI DE A ET N
820 FOR X=18 TO 0 STEP-1
830 OUT DX,N(X)
840 OUT DX,N(X)+2
850 OUT DX,N(X)
860 NEXT X
870 OUT DX,0
880 REM ENVOI DE L'IMPULSION DE TRANSFERT
890 FOR X=1 TO 10
900 OUT DX,4
910 NEXT X
920 OUT DX,0
930 A$=INKEY$
940 IF A$=»+» THEN 1030
950 IF A$=»-» THEN 1070
960 IF A$=»Q» THEN 1190
970 IF A$=»q» THEN 1190
980 IF A$=»9» THEN 1110
990 IF A$=»3» THEN 1150
1000 IF A$=»F» THEN 200
1010 IF A$=»f» THEN 200
1020 GOTO 930
1030 FVCO=FVCO+1
1040 LOCATE 10,46
1050 PRINT FVCO
1060 GOTO 220
1070 FVCO=FVCO-1
1080 LOCATE 10,46
1090 PRINT FVCO
1100 GOTO 220
1110 FVCO=FVCO+100
1120 LOCATE 10,46
1130 PRINT FVCO
1140 GOTO 220
1150 FVCO=FVCO-100
1160 LOCATE 10,46
1170 PRINT FVCO
1180 GOTO 220
1190 END
1200 LOCATE 19,1
1210 PRINT» + POUR AUGMENTER LA FREQUENCE»
1220 LOCATE 20,1
1230 PRINT» - POUR DIMINUER  LA FREQUENCE»
1240 LOCATE 21,1
1250 PRINT» Q POUR QUITTER   LE PROGRAMME»
1260 LOCATE 19,35
1270 PRINT» 9 PAR PAS DE 100 KHz»
1280 LOCATE 20,35
1290 PRINT» 3 PAR PAS DE 100 KHz»
1300 LOCATE 21,35
1310 PRINT» F POUR UNE NOUVELLE FREQUENCE»
1320 RETURN
```

Programme BASIC PC de commande du MB 1504

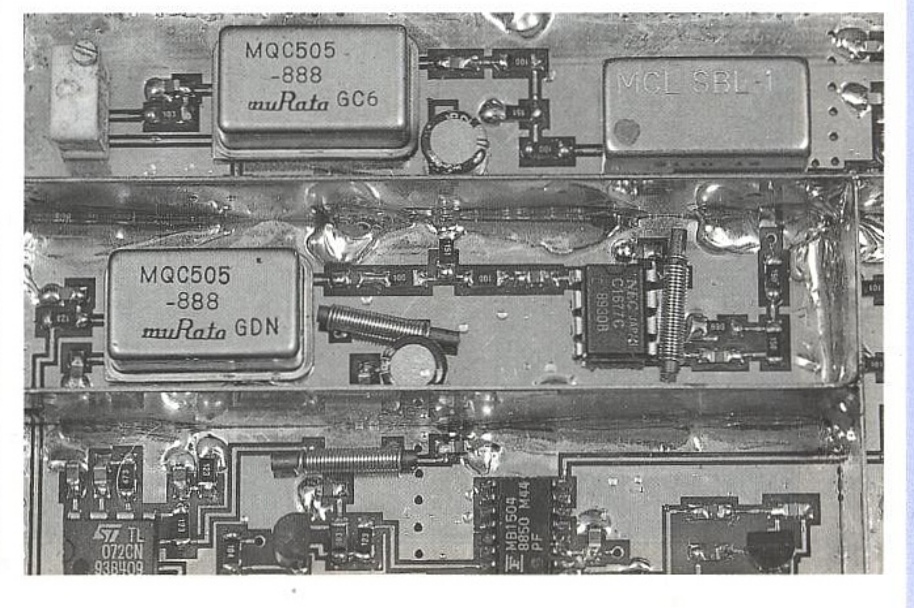


Figure 9 : schéma complet de la carte RF.

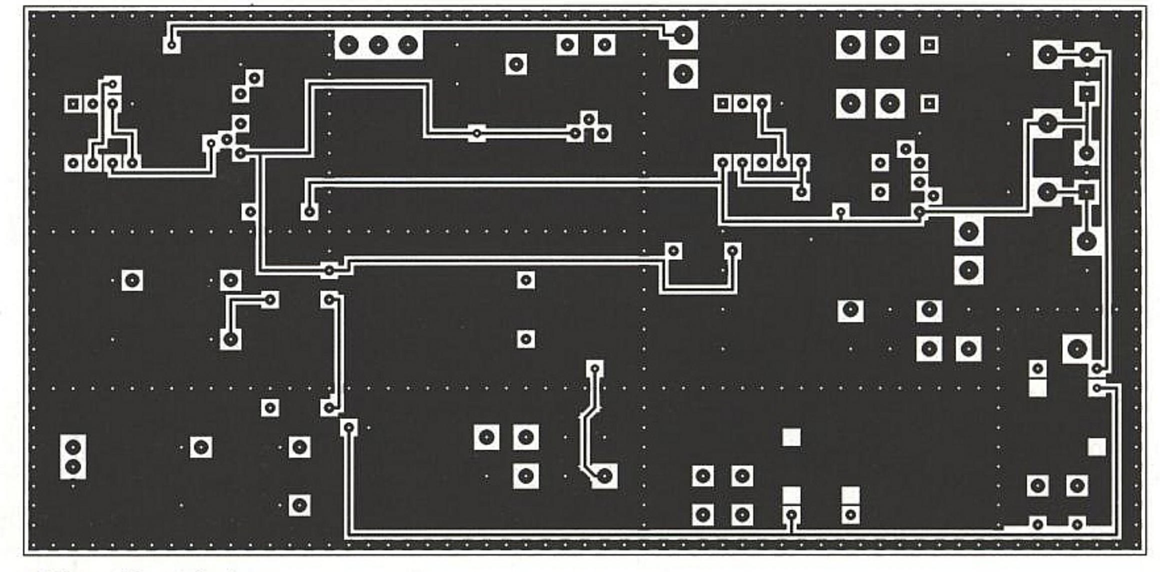
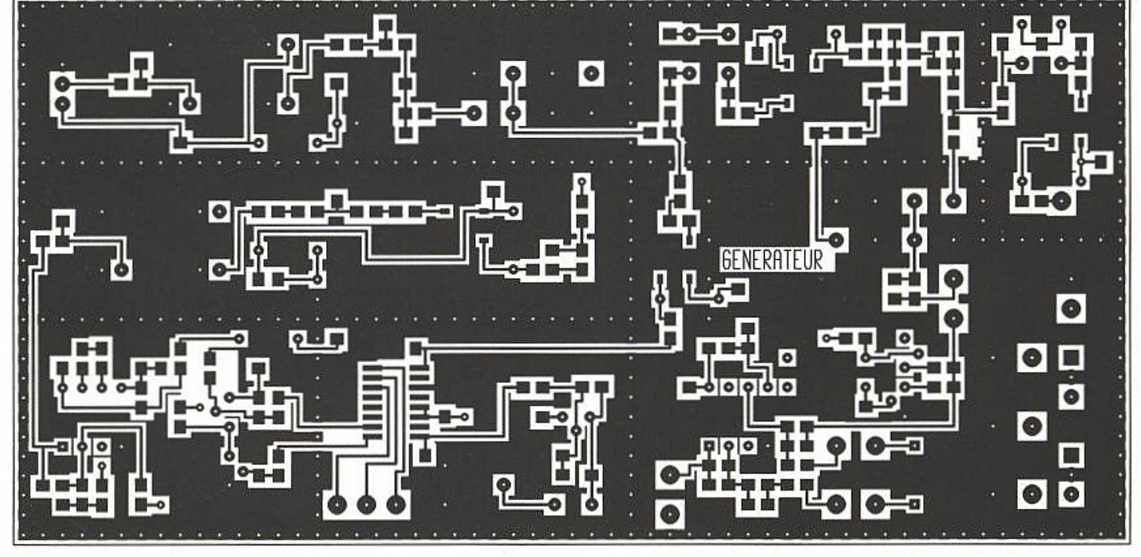
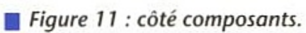


Figure 10 : côté cuivre.

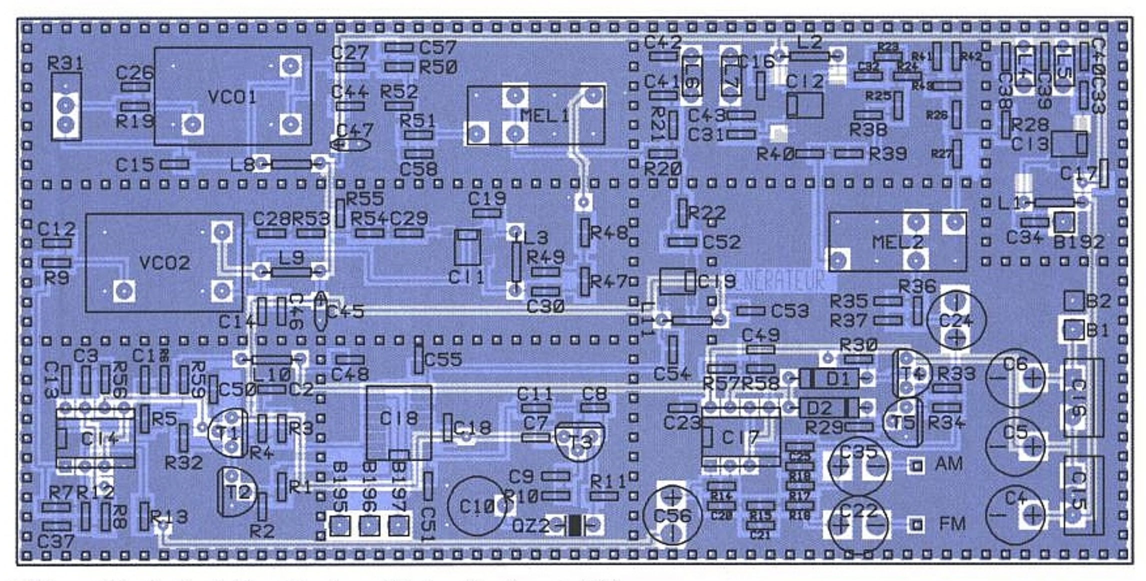


+5 C16 10nF L2 CHOC C32 2,2nF
L6 50nH L7 50nH C31 2,2nF CI2 UPC1678G
C41 10pF C42 33pF C43 10pF
10dB
R23 18 R24 18 R43 75 R26 18 R28 18
R25 18 R41 100 R42 100 R27 18
+5 C17 10nF L1 CHOC C34 2,2nF B192 S
C38 10pF L4 50nH L5 50nH C33 2,2nF CI3 UPC1678G
C39 33pF C40 10pF
+5 C53 10nF L11 CHOC
C52 2,2nF CI9 UPC1678
C54 1nF C55 47pF
C18 10nF +5
+5 C2 10nF R4 10k
B197 B196 B195 LE DATA CLOCK
FIN FR FP FC VCC VP
CI8 MB1504
0R 0P D0 LD X2 X1 GND
+5 T1 BC557B R3 12k C50 15pF
T2 BC547B R1 12k R2 10k
+5 C7 10nF
T3 BF245B
6400kHz
C11 10nF C51 22pF R10 820
C8 22pF C9 47pF R11 10k QZ1 C10 6-60pF
MEL2 SBL1 FI1 FI2 GND RF LO
R36 33 R37 150 R35 150 6dB
R39 33 R40 150 R38 150 6dB
+5 CI5 7805CT VO GND VI C4 220uF
+12 CI6 7812CT VO GND VI C5 220uF C6 220uF
B1 B2




Figure 11 : côté composants.





■ *Figure 12 : Implantation. On devra blinder selon les pointillés.*

filtre est d'ordre 2 et la fonction de transfert bouclée du système est d'ordre 3. Un deuxième amplificateur, utilisé en tant que sommateur, reçoit ou non un signal BF qui modulera en fréquence la porteuse.
Le signal BF modulant est injecté sur le condensateur d'entrée C22. Nous trouvons ensuite une préaccentuation 50 µs : R16, C21 tout à fait facultative. Le signal BF est ensuite purement et simplement ajouté au signal d'erreur de la boucle.
Ceci clot la description de la boucle et nous retrouvons le signal utile à la sortie de R21 avec le niveau de -17 dBm. Pour éliminer les raies indésirables on place un filtre passe-bas : L6, L7, C41, C42 et C43. Le signal est amplifié par IC2 et en sortie le niveau vaut environ +3 dBm. On trouve ensuite le modulateur AM qui n'est que la transposition du schéma synoptique de la figure 8. Le diviseur de puissance est constitué de 3 résistances de 18 ohms ainsi que le combineur.
A la sortie du modulateur - aux bornes de C38 - le niveau est de -19dBm environ. Un dernier étage amplificateur ramène ce niveau à environ 0 dBm. La sortie C34 sera envoyée vers un atténuateur mécanique 60 dB avec des pas de 10 dB et des pas de 1 dB mais, c'est un élément cher et ceux qui voudraient s'en dispenser pourront toujours mettre des atténuateurs fixes selon les besoins sachant que le niveau de sortie vaut 0 dBm. Nous reviendrons sur la réalisation d'atténuateurs HF.
Le signal BF modulant est injecté via C35 à un amplificateur capable de débiter sur une charge de 50 ohms.
Le signal de sortie de l'amplificateur est injecté via C24 au mélangeur MEL 2 via un atténuateur 6 dB.
La profondeur de modulation est fonction de l'amplitude appliquée aux entrées de modulation, soit entrée FM soit entrée AM.
Nous nous arrêterons là sur ce numéro en vous donnant malgré tout aux **figures 10, 11, 12** le circuit imprimé et l'implantation de la carte générateur. Etant donné que nous fournissons un petit programme Basic pour commander et tester la carte via un port parallèle de PC, que l'entrée modulation peut être attaquée par un générateur BF, et que le niveau peut être ajusté via des atténuateurs fixes ou par bond de 1 dB, certains s'arrêteront là.
Les autres trouveront dans le prochain numéro la carte microcontrôleur, la carte affichage et la carte roller-key qui adjointes à la carte HF permettent de réaliser un générateur HF complet et autonome. Nous reviendrons en outre sur le test et les réglages complets.

F. de DIEULEVEULT

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R3, R17, R57, R58 : 12 kΩ
R2, R4, R9, R11, R19, R31 : 10 kΩ
R5 : 3,9 kΩ
R6 : 2,2 kΩ
R7, R12 : 220 kΩ
R8 : 24 kΩ
R10 : 820 Ω
R13 : 1 MΩ
R14, R18 : 100 kΩ
R15, R56 : 47 kΩ
R16, R19, R30 : 4,7 kΩ
R20, R21, R22, R23, R24, R25, R26, R27, R28 : 18 Ω
R32 : 1 MΩ
R33, R34 : 47 Ω
R35, R37, R38, R40, R52, R55 : 150 Ω
R36, R39, R59 : 33 Ω
R41, R42 : 100 Ω
R43 : 75 Ω
R47, R48 : 15 Ω
R49 : 68 Ω
R50, R51, R53, R54 : 10 Ω

Condensateurs :

C1, C2, C7, C11, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C23, C49, C53 : 10 nF
C3, C37 : 1 µF
C4, C5, C6, C22, C24, C35, C45, C47, C56 : 220 µF
C8, C51 : 22 pF
C9, C20, C25, C55 : 47 pF
C10 : capacité variable 6/60 pF
C12, C21, C26, C44, C46, C48, C54 : 1 nF
C27, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C34, C52 : 2,2 nF
C38, C40, C41, C43 : 10 pF
C39, C42 : 33 pF
C41, C43 : 10 pF
C42 : 33 pF
C50 : 15 pF
C57 : 4,7 pF
C58 : 2,2 pF

Semi-conducteurs :

D1, D2 : 1N4148
T1, T5 : BC557B
T2, T4 : BC547B
T3 : BF245B

Circuits intégrés :

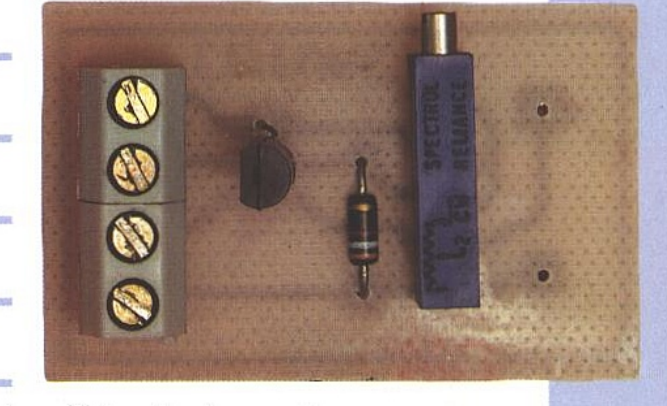
CI1, CI2, CI3, CI9 : µPC1678G
CI4, CI7 : TL072
CI5 : LM7805CT
CI6 : LM7812CT
CI8 : MB1504

Divers :

VC01, VC02 : MQC505-888 Murata
QZ1 : 6400 kHz
L1, L2, L3, L8, L9, L10, L11 : CHOC MPK (4B1)
L4, L5, L6, L7 : 50 nH
4 spires jointives Cu 0,3 sur ø 3,5 mm
MEL1, MEL2 : SBL1



UN CAPTEUR DE TEMPERATURE POUR ADC10 à 100



Parmi toute la variété de capteurs que l'on peut songer à adapter à un convertisseur analogique-numérique pour PC, la sonde de température figure à coup sûr parmi les plus utiles.

Moyennant une étendue de mesure suffisante, elle permettra aussi bien de procéder à des enregistrements météorologiques que d'analyser l'échauffement d'un accumulateur en cours de charge rapide, ou de contrôler la régulation d'un système frigorifique.

Les vastes possibilités de mise à l'échelle qu'offrent les logiciels PICOSCOPE et PICOLOG fournis avec les ADC miniatures de PICO TECHNOLOGY permettent de simplifier considérablement l'électronique de conditionnement de signal, voire même de la supprimer presque complètement !

Choix de l'élément sensible

Compte tenu de l'extrême simplicité de l'électronique des ADC10 et ADC12, il nous a paru souhaitable de concevoir notre capteur de température dans le même esprit.

Pas question donc de partir d'une «sonde platine», dont la faible sensibilité et la non-linéarité supposent l'emploi de plusieurs amplificateurs opérationnels, ni d'un thermocouple dont la «compensation de soudure froide» nécessite des soins méticuleux.

Très sensibles mais fortement non-linéaires, les thermistances CTN ou CTP sont faciles à mettre en œuvre mais laborieuses à étalonner.

Pour des températures comprises entre -50 et +150°C, les «capteurs silicium» présentent en revanche de nombreux avantages : relativement sensibles et parfois même linéaires, ils sont également peu coûteux et facilement disponibles chez les revendeurs. Que demander de plus, quand on sait que leur précision est comparable à celle des ADC utilisés ?

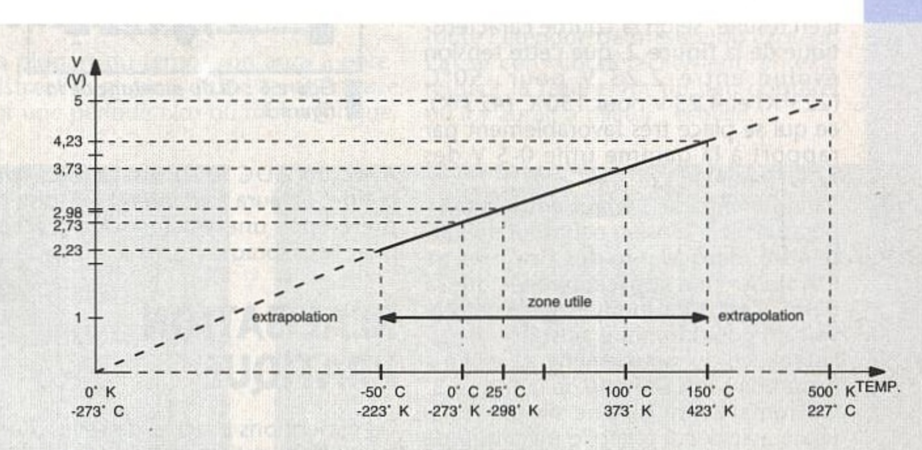


Figure 2 : plage de fonctionnement des LM 335.

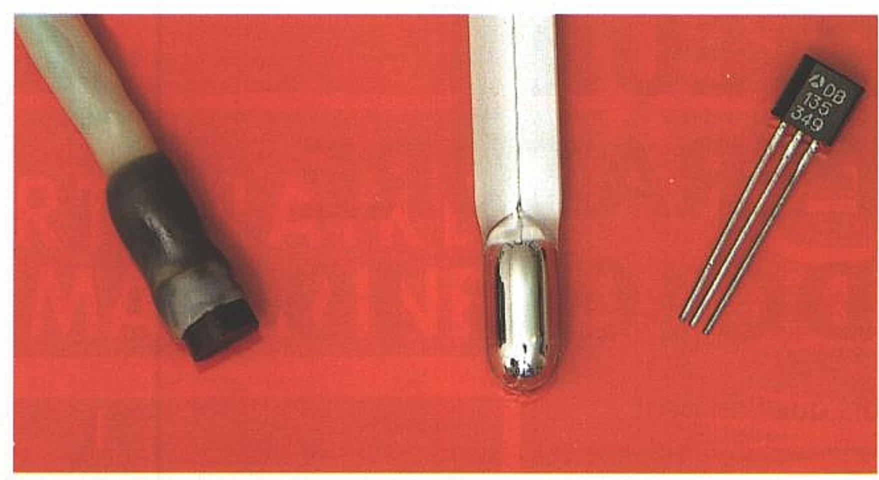
LM335
VU DE DESSOUS
(coté broches)
-
+
ADJ

Figure 1 : brochage du LM 335

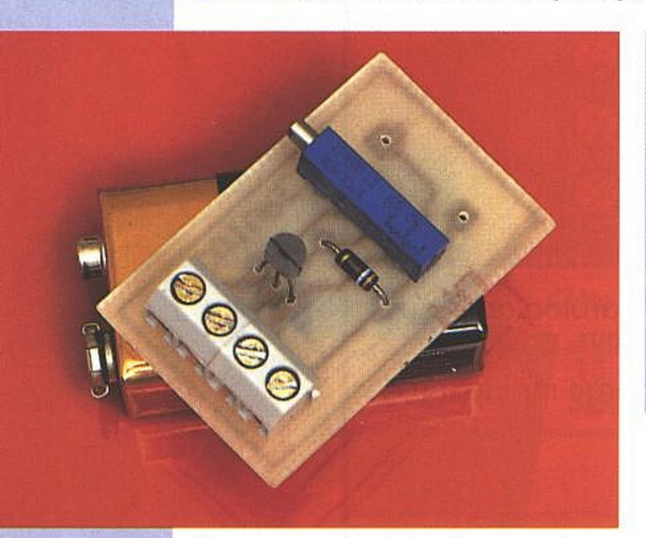
Le LM335 (ou ses variantes LM135 et LM235) nous a donné l'impression d'avoir été créé tout spécialement pour résoudre notre problème !

Il est disponible sous plusieurs marques, dont NS et SGS-THOMSON. Présenté dans un boîtier de transistor, ce petit composant dont la **figure 1** montre le brochage est en effet assimi-





La sonde doit être rendue étanche pour opérer dans des liquides.



Le montage est de la taille d'une pile 9 V, chargée de l'alimenter.

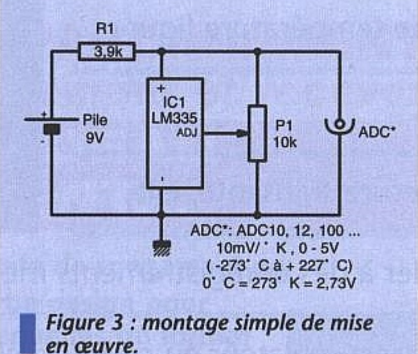


Figure 3 : montage simple de mise en œuvre.

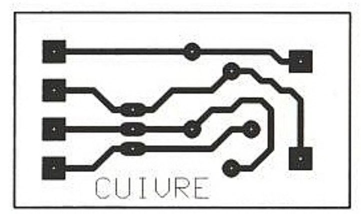


Figure 5

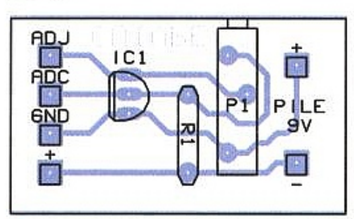


Figure 6 : CI du montage de la figure 3.

lable à une diode zener dont la tension varie de 10 mV/°K. C'est aussi simple que cela.
Même si le domaine des températures mesurables ne va que de -40 à +100°C (-55 à +150°C pour le LM135), la tension délivrée est extrapolée à 0 V pour 0°K (le fameux «zéro absolu» de - 273°C).
Il en résulte, selon la courbe caractéristique de la **figure 2**, que cette tension évolue entre 2,23 V pour -50°C (223°K) et 4,23 V pour 150°C (423°K), ce qui se place très favorablement par rapport à la gamme utile 0-5 V des ADC10 et ADC12.
Sans étalonnage, l'erreur entre la température et la tension peut toutefois atteindre, dans le pire des cas, près de 9°K : pour une application telle que la nôtre, il est donc indispensable de prévoir un potentiomètre ajustable de calibrage, ce qui nous amène au schéma néanmoins ultra-simple de la **figure 3**.
On remarquera qu'une simple résistance associée à une pile miniature de 9 V suffit pour polariser le capteur, alors que la plupart des solutions concurrentes exigent une source de courant constant.
Le tableau de la **figure 4** montre qu'après étalonnage (en principe à 25°C), la précision est réputée meilleure que ±1 à 2° selon la référence du capteur (les versions «A» sont plus précises) : c'est parfaitement cohérent avec la précision de 1% et la résolution de 20 mV (soit 2°) de l'ADC10 (8 bits).

Avec un ADC à 10 ou 12 bits, par contre, on aura tout intérêt à choisir de préférence une version «A» et à soigner le calibrage.

REALISATION PRATIQUE

De dimensions proches de celles d'une pile 9 V, le petit circuit imprimé de la **figure 5** pourra être utilisé de différentes façons.

Il convient tout d'abord de le câbler selon le plan de la **figure 6**, implantation «passe-partout» réunissant tous les composants nécessaires, un clip de pile, et un robuste bornier à vis pour les raccordements de toutes sortes.
Il faudra de toute façon relier à ce dernier au moins un câble BNC rejoignant l'ADC, mais on pourra également y amener une alimentation 9 à 12 V prenant la place de la pile.
Le même bornier pourra servir à raccorder un LM335 externe, au moyen de trois fils dont la longueur pourrait atteindre un bon mètre. Si la température à mesurer est inférieure à l'ambiante, d'ailleurs, on pourra se dispenser de dessouder le capteur présent sur la carte : le schéma équivalent de la **figure 7** permet de comprendre que dans ces conditions, sa présence ne peut apporter aucune perturbation, le montage prenant tout simplement en compte la plus basse des deux températures.
Notons bien que pour toute application en immersion, il sera nécessaire d'isoler le capteur à l'intérieur d'une gaine thermo-rétractable suffisamment fine pour ne pas augmenter sensiblement son inertie thermique.
L'idéal est la gaine à adhésif thermofusible incorporé de RAYCHEM.
Naturellement, les soudures des fils du capteur seront munies d'un souplisso avant la mise en place de la gaine étanche.

Etalonnage

Conditionnant la précision de toute la chaîne de mesure, l'étalonnage du capteur devra être exécuté avec le plus grand soin.
L'opération devrait en principe avoir lieu à 25°C, mais il n'y a pas grand inconvénient à la mener à une température ambiante comprise entre 20 et 30°C.
Il faudra cependant se méfier du fait que des différences sensibles de température peuvent exister entre deux points d'une même pièce : le thermomètre «étalon» (autant que possible

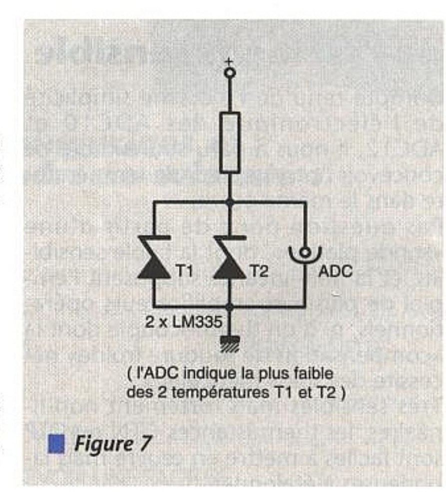
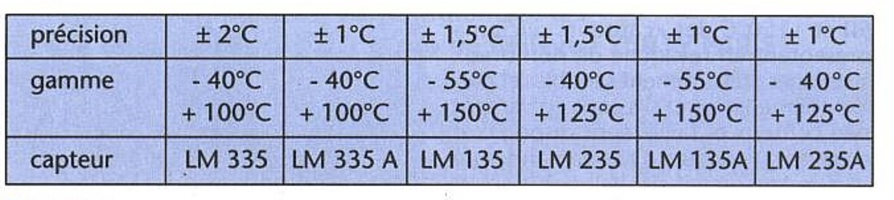


Figure 7



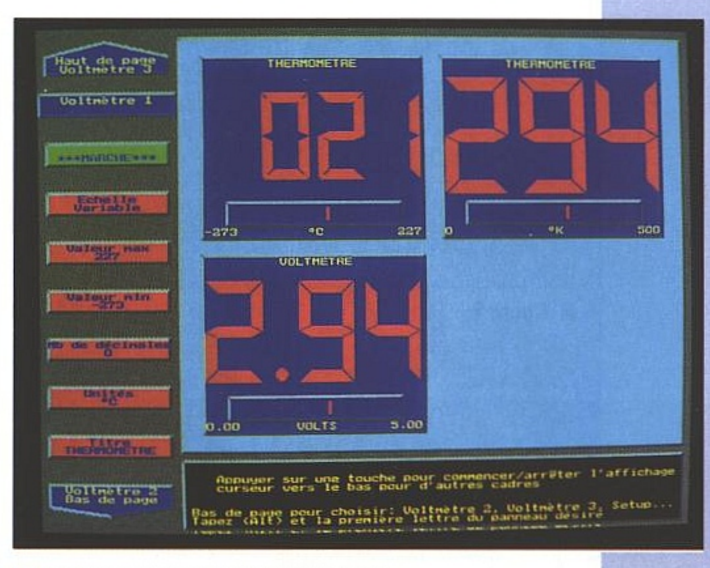
précision	± 2°C	± 1°C	± 1,5°C	± 1,5°C	± 1°C	± 1°C
gamme	- 40°C + 100°C	- 40°C + 100°C	- 55°C + 150°C	- 40°C + 125°C	- 55°C + 150°C	- 40°C + 125°C
capteur	LM 335	LM 335 A	LM 135	LM 235	LM 135A	LM 235A

Figure 4





L'affichage direct en degrés Celsius sous Picoscope.



Affichage en degrés Celsius et Kelvin, et en volts.

juste !) sera donc placé tout près du LM335, et on attendra plusieurs minutes afin que l'équilibre thermique soit bien atteint.
A 20°C, par exemple (autrement dit 293°K), le capteur devra alors être ajusté pour délivrer 2,93 V.
Pour notre part, nous préférons faire l'étalonnage à 0°C, sans thermomètre de référence.
Il suffit, comme le montre la **figure 8**, de percer un trou dans un glaçon (avec un fer à souder seulement tiède) et de faire tremper le boîtier (mais pas les fils !) du LM335 dans l'eau qui va rapidement le remplir : c'est de la «glace fondante», dont la température est par définition 0°C.
Il s'agira alors de régler le potentiomètre ajustable (multitours) jusqu'à ce que le voltmètre digital de PICOSCOPE affiche 2,73 V.
Il importe de faire effectivement ce réglage en présence de l'ADC qui sera utilisé par la suite avec le capteur, afin de compenser autant que possible sa propre imprécision lors de l'opération.
Naturellement, on pourra combiner les deux méthodes pour obtenir le meilleur étalonnage possible, même s'il ne faut en aucune façon espérer une précision globale meilleure que ±1°C.

LM335 (0° C)

Glaçon

Glace fondante (trou percé au fer à souder tiède)

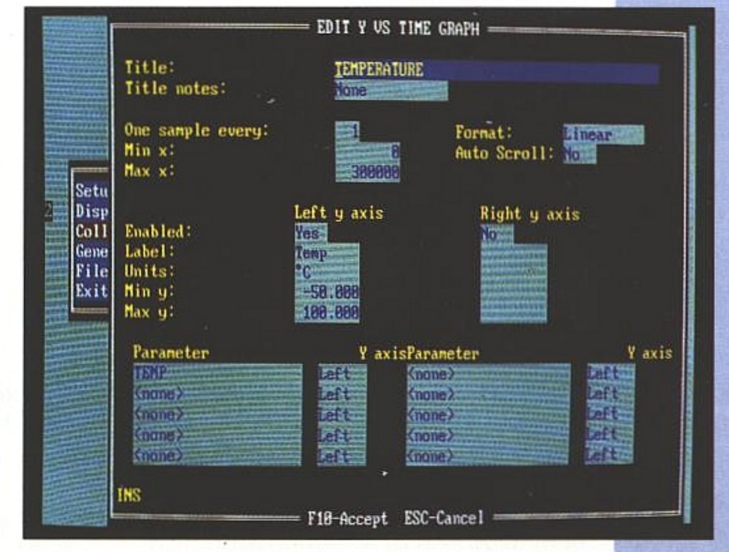
Figure 8 : étalonnage à 0°C.

Exploitation sous PICOLOG

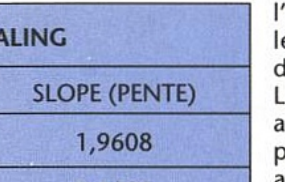
La plupart du temps, on aura à enregistrer l'évolution d'une température sur une période plus ou moins longue, plutôt qu'à opérer des mesures ponctuelles finalement plus pratiques à faire avec un simple thermomètre.
Le logiciel PICOLOG, fourni en standard avec tous les ADC de PICO TECHNOLOGY (et en option avec l'ADC10) permet de procéder à ce genre de travail sur des périodes allant de quelques minutes à plusieurs mois, voire années.
Il présente l'avantage de permettre la mise à l'échelle de la grandeur mesurée, et donc ici de convertir des volts en degrés Celsius.
En fait, il faudra appliquer d'abord une correction de pente (slope) pour obtenir des degrés Kelvin, puis une correction d'offset pour passer en degrés Celsius.
Le tableau de la **figure 9** fournit directement les cœfficients à utiliser dans le menu «linear scaling» du paramètre «température», dans le cas de l'ADC10 (à 8 bits), de l'ADC12 (à 12 bits), et de l'ADC100 (bipolaire à 12 bits, soit ± 11 bits).
Dans la plupart des cas, on utilisera une graduation allant de -50 à +100 ou +150°C, couvrant par conséquent toute l'étendue de mesure du capteur.
On se convaincra facilement, en examinant la **figure 10**, du peu d'intérêt qu'il y aurait à dilater l'échelle.



Calibration de Picolog en degrés Celsius.

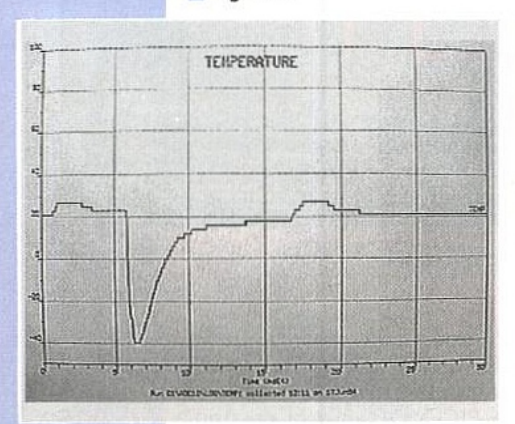


Préparation de Picolog pour un enregistrement de température.

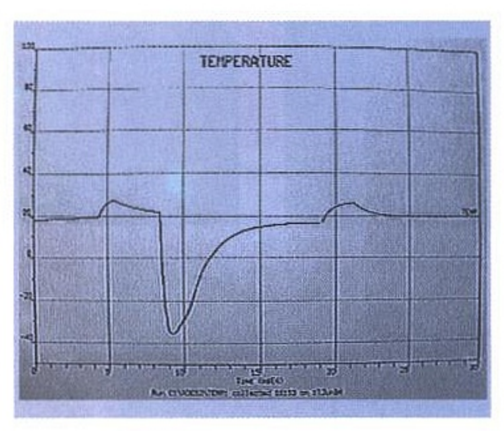


	LINEAR SCALING	
PICO	OFFSET	SLOPE (PENTE)
ADC 10	- 273	1,9608
ADC 12	- 273	0,1221
ADC 100	- 273	0,2442

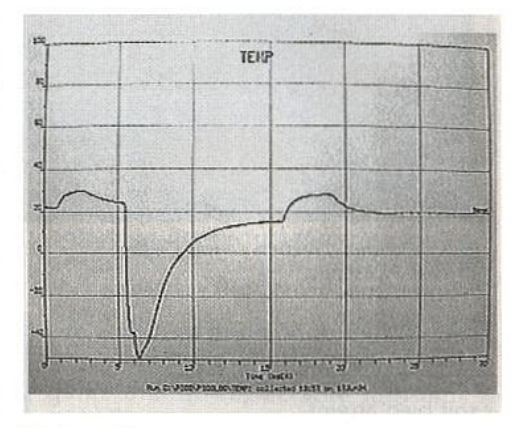
■ *Figure 9*



■ *Figure 10*



■ *Figure 11*



■ *Figure 12*

Cet enregistrement d'une durée de cinq minutes a été réalisé avec un ADC10 et un LM335 à une température ambiante de 21°C.
Nous avons tout d'abord saisi le capteur entre le pouce et l'index pendant quelques instants, puis l'avons lâché avant de le refroidir brusquement avec une bombe givrante. Après deux minutes de réchauffement spontané, nous avons repris le capteur entre deux doigts pour le laisser enfin refroidir seul.
On distingue parfaitement les «marches d'escalier» correspondant à la résolution de 20 mV par bit de l'ADC10, et qui se trouveraient fatalement amplifiées si on cherchait à dilater l'échelle.
La même manipulation, conduite avec un ADC12, donne le résultat reproduit à la **figure 11**, bien plus agréable à l'oeil.
Mais ne nous y trompons pas, la précision du capteur est toujours de ±1°C, et celle de l'ADC12 de ±1% même si sa résolution atteint 1,22 mV !
La **figure 12**, pour sa part, a été recueillie à l'aide d'un ADC100 qui, pour les tensions positives, quantifie sur 11 bits (résolution de 2,44 mV). Son avantage est qu'il offre deux canaux de mesure, permettant d'enregistrer deux températures à la fois ou bien une température et un paramètre entièrement différent s'il le faut.
Le coût très modeste de ce capteur permettrait même, avec un ADC11 à 11 voies 10 bits, d'enregistrer jusqu'à onze températures différentes sur un même graphique !

Exploitation avec PICOSCOPE

Même si PICOSCOPE se prête moins bien que PICOLOG à l'exploitation de mesures de température (oscilloscope, fréquencemètre, et analyseur de spectre ne seront pas d'un grand secours !) son voltmètre continu peut fort bien être réglé pour afficher directement la température mesurée. Pour afficher en degrés Kelvin, il suffit de sélectionner le mode «échelle variable» puis de fixer le minimum à 0 et le maximum à 500, sans aucun chiffre après la virgule (les dixièmes de degré ne seraient pas significatifs avec une précision de ±1°C !)
Et pour afficher directement en degrés Celsius, on fixera tout simplement le minimum à -273 et le maximum à 227, toujours sans chiffre après la virgule.

Patrick GUEULLE

Les produits PICOTECHNOLOGY sont distribués par Multipower.



CARTES D'EXTENSION I/O ET RAM POUR PLATINE 68 HC 11A1

Lors d'un précédent article (n° 562), nous avons décrit une carte universelle à micro-contrôleur 68HC11A1 (ou A0). Cette carte, assez complète au niveau interface utilisateur (afficheur LCD alphanumérique, afficheur 2 x 7 segments à LED, et clavier numérique de commande) manque cependant cruellement d'entrées-sorties TOR (Tout Ou Rien), et dans certains cas de RAM. Le microcontrôleur dispose seulement de 256 octets en interne au total, incluant les variables système et la pile, d'où les extensions proposées.

Une telle quantité de mémoire peut se révéler rapidement insuffisante dès lors que l'on souhaite stocker des tableaux de variables volumineux, ou que l'on utilise un compilateur de langage évolué (C par exemple) qui effectue des empilages/dépilages superposés fréquents. Nous vous proposons dans cet article deux cartes d'extension de RAM et entrées/sorties relevant chacune d'une philosophie quelque peu différente. Les deux cartes ont en commun l'extension de RAM, qui peut aller de 8 à 32 K (6264 à 62256). Toutes deux peuvent être «coupées», pour servir soit uniquement d'extension de RAM, soit uniquement d'extension d'entrées /sorties, soit les deux à la fois, ce pour couvrir un maximum de besoins. La première fait appel pour ses entrées /sorties à un circuit PIA (Peripheral Interface Adapter) très répandu et d'un prix très abordable (puisque utilisé sur un grand nombre de micro-ordinateurs à 6809 ou 68000, style Apple, Commodore, Atari...). Il s'agit du 68B21. Cette carte comporte 18 entrées-sorties programmables, et 2 entrées pouvant gérer les interruptions. L'autre carte est conçue uniquement autour de circuits logiques de la série 74HC(T)xx. Elle comporte 8 entrées et 8 sorties.

A la fin de cet article, vous est proposée un petite platine servant au test de ces deux cartes.

LA CARTE A PIA 68B21

La partie RAM

Le schéma électrique de cette carte est donné en **figure 1**. La mémoire RAM de la carte est connectée de façon classique au bus de données /adresses issu du connecteur CON1 (HE10 2x20 broches), lui-même relié via un câble en nappe 40 conducteurs au connecteur CONAD/CONA8FCS de la carte universelle à 68HC11A1.

Remarque importante : le câble en nappe 40 conducteurs véhiculant le bus complet doit être le plus court possible.

Une visualisation des signaux avec un câble de 10cm environ laisse apparaître qu'ils sont déjà passablement bruités ! Il ne faut pas oublier que le bus travaille à une fréquence d'au moins 2MHz. Il va sans dire que nous n'aborderons pas les problèmes de CEM (Compatibilité Electro Magnétique) avec un tel montage !

La broche 26 de la mémoire est reliée via un strap (ST1) pouvant prendre deux positions :

* au +5V dans le cas de l'utilisation d'une 6264 (8K octets) ; en effet, sur



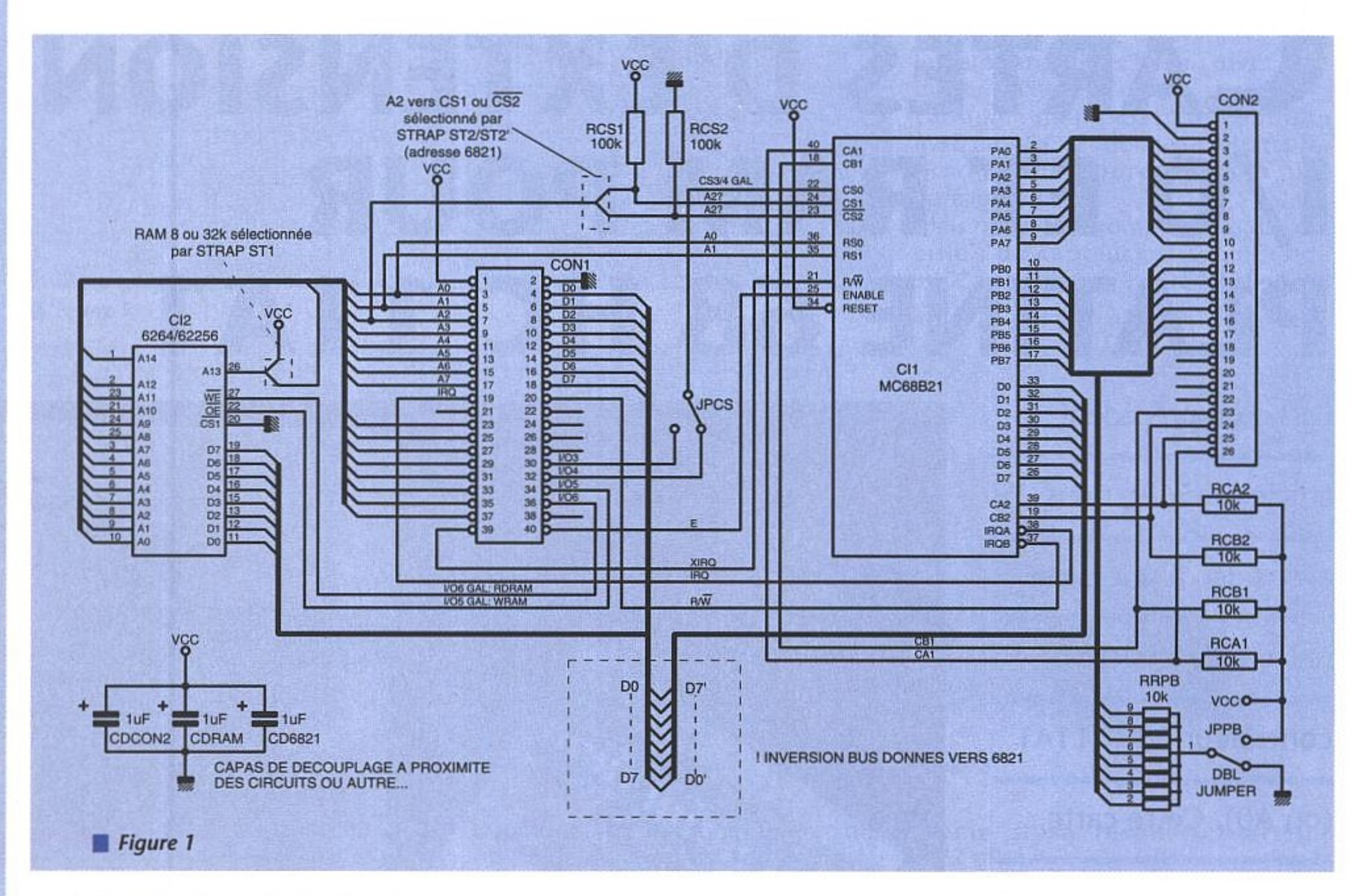


Figure 1

une telle mémoire, cette broche est un chip select actif à l'état haut (CS2)
* à A13 dans le cas de l'utilisation d'une 62256(32K octets) ; sans commentaires.

La broche 20 (CS1 barre) est reliée à la masse. En effet, la sélection de la mémoire en fonction de l'adresse se fait directement par les signaux WE barre (Write Enable actif à l'état bas) et RD barre (Read Enable barre) issus de deux Chip Select disponibles sur la GAL. Les équations correspondant à ces Chips Select, respectivement WRAM et RDRAM sont données en **figure 2** pour une RAM 8K Octets adressée entre $2000 et $3FFF (contenu du fichier JEDEC correspondant en **figure 3**). Il est à remarquer qu'on aurait pu faire l'économie d'une sortie de la GAL, mais en rajoutant un circuit 74HC(T)00 ou un transistor et 2 résistances. Cette solution est proposée en **figure 4**, mais nous avons cherché à minimiser le nombre de boîtier sur cette carte...

Notons une fois encore les avantages d'une GAL pour le décodage d'adresses qui permet :
* de loger la mémoire externe à une adresse quelconque sans modifier l'électronique
* d'utiliser une mémoire 8 ou 32K Octets sans modifier l'électronique, si ce n'est la position d'un strap (ST1).

La partie entrées-sorties

La tâche a été confiée à un PIA du type 68B21. Notons à ce propos que le «B» est important dans cette référence. En effet il caractérise les circuits pouvant travailler jusqu'à 2MHz, ce qui doit être le cas avec un 68HC11 cadencé à 8MHz (horloge externe à 2MHz). Si vous utilisez un 6821 «tout court»

```
DECODAGE D'ADRESSE POUR CARTE HC11A1_2 AVEC EPROM 27128/256
RAM 8K externe (6264) en $2000..$3FFF
I/O PAR PIA 68B21 en $4000...$4003 sélectionné par CS3
OU
I/O PAR 74HC573/574 en $4000...$4007 sélectionné par CS4

CHIP hex_7seg gal16v8a

E   RWB A8  A9  A10  A11  A12  A13   A14  gnd
A15 CS0 CS1 CS2 CS21 CS74 WRAM RDRAM CSEP vcc

EQUATIONS

/CSEP = A15*A14*E*RWB
/WRAM = /A15*/A14*A13*E*/RWB
/RDRAM = /A15*/A14*A13*E*RWB
CS21 = /A15*A14*/A13*/A12*/A11*/A10*/A9*/A8
CS74 = /A15*A14*/A13*/A12*/A11*/A10*/A9*/A8*E
```

Figure 2

```
GAL16V8A
EQN2JED - Boolean Equations to JEDEC file assembler (Version V003)
Copyright (R) National Semiconductor Corporation 1990,1991
Assembled from "C:\OPAL\11A1EXT.eqn". Date: 9-30-94
DECODAGE D'ADRESSE POUR CARTE HC11A1_2 AVEC EPROM 27128/256
RAM 8K externe (6264) en $2000..$3FFF
I/O PAR PIA 68B21 en $4000...$4003 sélectionné par CS3
OU
I/O PAR 74HC573/574 en $4000...$4007 sélectionné par CS4
*
QF2194*QP20*F0*
L0000
01011111111111111111111111110101*
L0256
01011111111111111111111101111010*
L0512
10011111111111111111111101111010*
L0768
11011011101110111011101110110110*
L1024
11111011101110111011101110110110*
L2048
00011000*
L2056
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000*
L2120
00000000*
L2128
1000000010000000100000001000000010000000000000000000000000000000*
L2192
10*
C1078*
♥0000
```

Figure 3

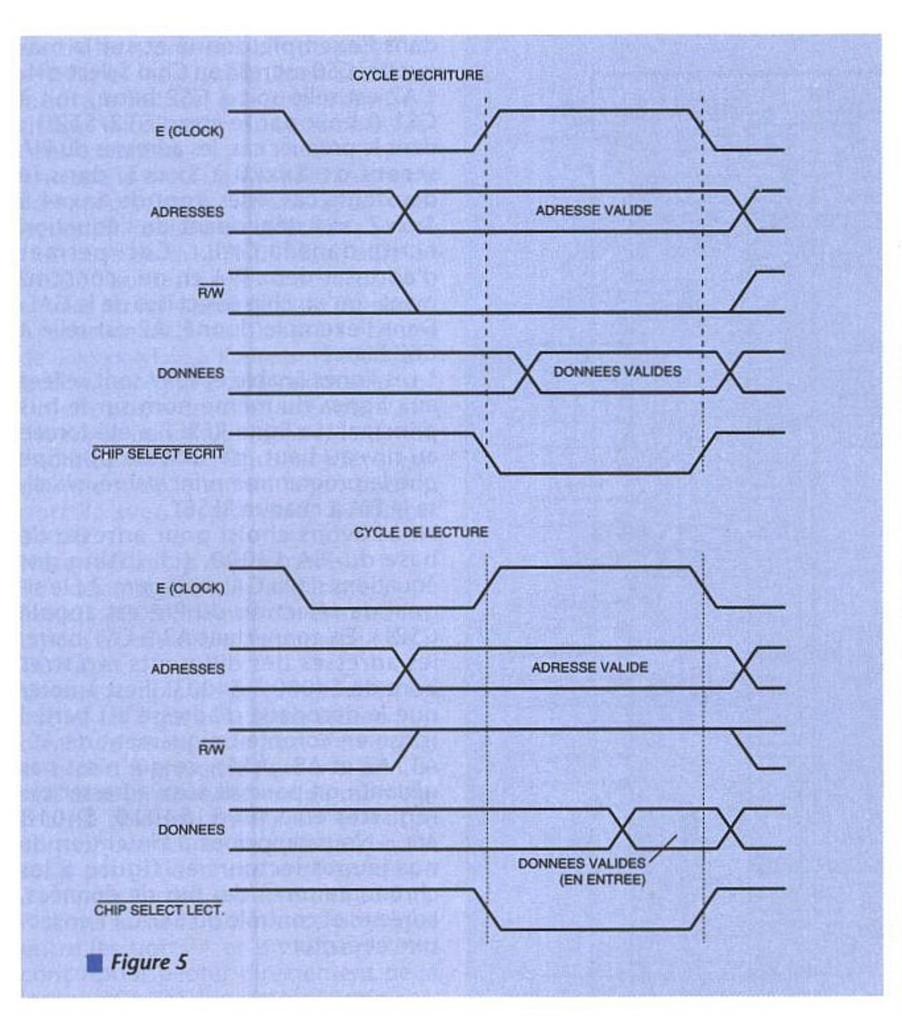


Figure 5

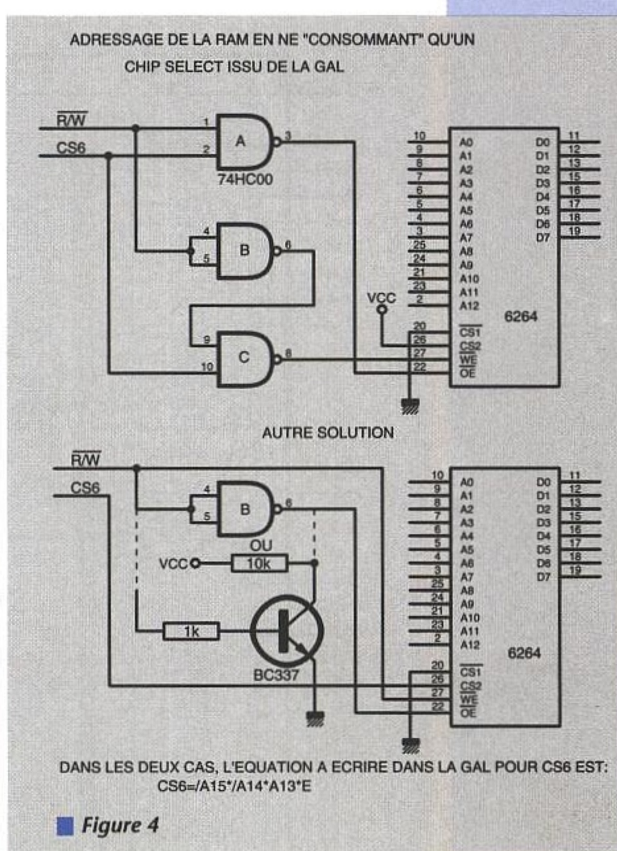
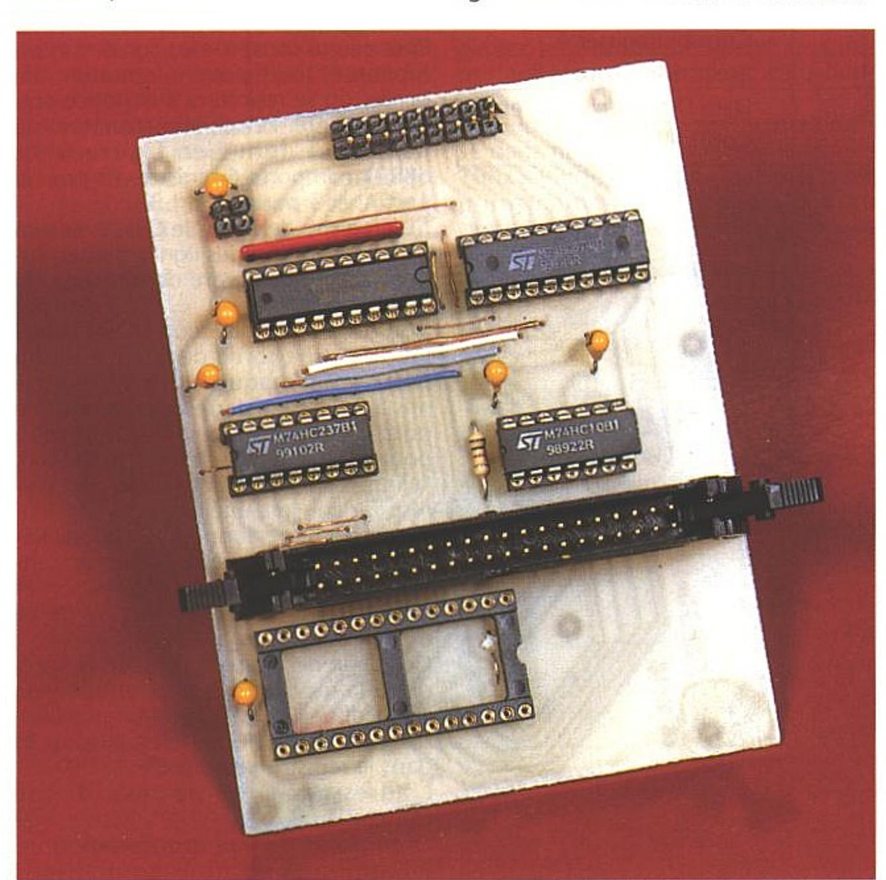


Figure 4

dont la fréquence de travail est limitée à 1MHz avec un 68HC11 à 8MHz, vous vous exposez à de sérieux troubles de fonctionnement dont nous déclinons toute responsabilité (tout comme pour les autres erreurs que les lecteurs étourdis peuvent faire par ailleurs...).



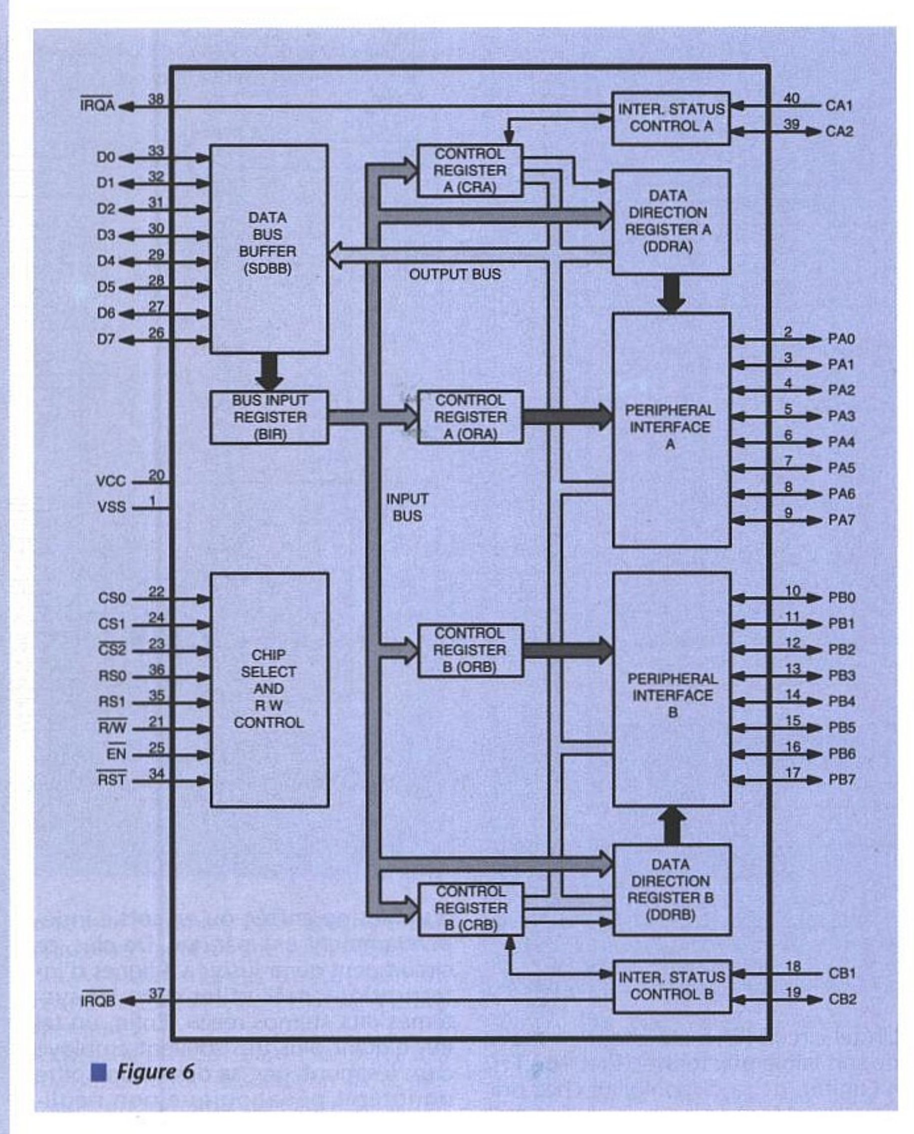
Un tel circuit PIA a été choisi en raison de son faible prix (entre 12 et 18F TTC à l'unité), de sa disponibilité chez pratiquement tout revendeur, du fait qu'il ne requiert aucun circuit de décodage d'adresse externe et de sa très grande souplesse d'utilisation ; en effet, sur 20 lignes d'entrées-sorties, 18 sont configurables en entrée ou en sortie indépendamment une par une. De plus, ce circuit peut gérer jusqu'à 4 lignes d'interruptions, très utiles dans les systèmes dits «temps réels». Enfin, un tel PIA n'étant plus très souvent employé dans les montages, sa description offre un intérêt pédagogique non négligeable. De plus, les hérétiques lecteurs utilisant un autre microcontrôleur que le 68HC11 «sortant» aussi son bus pourront, grâce à la description qui suit, utiliser aussi un tel PIA...

D'un point de vue électronique, le PIA est relié au bus de données (D0..D7) par ses lignes de données(D'0..D'7), qui ont été inversées (D0->D'7, D7->D'0) pour des questions de simplicité du circuit imprimé et afin que celui-ci reste en simple face et comporte le moins de straps possibles. Il faudra donc corriger cet état de fait par programme, à l'aide d'une routine «miroir» telle que celle indiquée dans la gestion de l'afficheur LCD publié dans l'article précédent. A ce propos, un lecteur assidu et ingénieux nous a fait parvenir une routine de ce type beaucoup plus efficace, rapide et moins gourmande en pile et mémoire que celle que nous avions indiquée (mea culpa...). Nous vous la livrons in extenso (!) mais quand même testée, à la fin du programme d'initialisation du PIA en **figure 7.**

Les autres lignes du PIA sont reliées de façon plus conventionnelle aux signaux issus de la carte universelle :

* les lignes RS0 et RS1 (Register Select 0 et 1) sont reliées à A0 et A1 resp. (adresse des différents registres de $xxx0 à $xxx3 ou de $xxx4 à $xxx7, voir plus loin)
* CS0 (Chip Select 0) est relié au Chip Select 3 ou 4 (choix par le cavalier JPCS) issu de la GAL, ceci dans le cas où l'on souhaite adresser plus de 2 PIA ;





■ *Figure 6*

RS1	RS0	CRA-2	CRB-2	Registre adressé
0	0	1	x	Peripheral Register A
0	0	0	x	Data Direction Register A
0	1	x	x	Control Register A
1	0	x	1	Peripheral Register B
1	0	x	0	Data Direction Register B
1	1	x	x	Control Register B

■ **Tableau 1**

```
* DECLARATIONS ADRESSES DES REGISTRES DU PIA
*
PERIFA1 EQU     $4000   * peripheral Reg. A /DDRA PIA N°1
CTRLA1  EQU     $4001   * Ctrl Reg. A PIA N°1
PERIFB1 EQU     $4002   * peripheral Reg. B /DDRB PIA N°1
CTRLB1  EQU     $4003   * Ctrl Reg. B PIA N°1
*
* INITIALISATION DU PIA
*
INIPIA  LDAA    #%00110000      * adressage de DDRx
        STAA    MIROIR
        JSR     RMIROIR * effectue le miroir de MIROIR
        LDAA    MIROIR
        STAA    CTRLA1  * adressage de DDRA
        STAA    CTRLB1  * adressage de DDRB
        CLR     PERIFB1 * tous les bits de B en entrée
        LDAA    #$FF
        STAA    PERIFA1 * tous les bits de A en sortie
        LDAA    #%00110100      * adressage de Periphx
        STAA    MIROIR
        JSR     RMIROIR
        LDAA    MIROIR
        STAA    CTRLA1  * adressage de Perif 1A
        STAA    CTRLB1  * adressage de Perif 1b
*
* PROGRAMME PRINCIPAL (RECOPIE DU PORTB SUR LE PORT A)
*
DEBPRG  LDAA    PERIFB1 * test PIA 68B21
        STAA    PERIFA1 * recopie le port B
        BRA     DEBPRG  * sur le port A
*
* ROUTINE QUI EFFECTUE LE MIROIR DE MIROIR
*
RMIROIR LDAB    #08     * 8 bits à rotationner
RBBMIR  ROL     MIROIR  * les bits sortent à  gauche par la retenue
        RORA            * et rentrent à droite par la carry
        DECB
        BNE     RBBMIR
        STAA    MIROIR
        RTS
```

■ *Figure 7*

dans l'exemple donné et sur la maquette, CS0 est relié au Chip Select n°4.
* A2 est relié soit à CS2 barre, soit à CS1 (choix par le strap ST2/ST2') ; dans le premier cas, les adresses du PIA seront de $xxx0 à $xxx3, dans le deuxième cas, elles iront de $xxx4 à $xxx7, xxx dépendant de l'équation écrite dans la GAL... Ceci permet d'adresser deux PIA en ne «consommant» qu'un chip select issu de la GAL. Dans l'exemple donné, A2 est relié à CS2 barre.
* Les lignes Enable et R/W sont reliées aux lignes du même nom sur le bus principal. La ligne RESET a été forcée au niveau haut, partant du principe que le programme principal ré-initialise le PIA à chaque RESET.

Nous avons choisi pour adresse de base du PIA $4000. (cf. listing des équations de la GAL en figure 2 ; le signal de sélection du PIA est appelé CS21). En connectant A2 à CS1 barre, les adresses des différents registres iront de $4000 à $4003. Il est à noter que le décodage d'adresse est partiel (prise en compte uniquement de A0, A1, A2 et A8...A15), ce qui n'est pas gênant : on pourrait aussi adresser ces registres en $4008, $4010, $4018 etc... Nous rappelons à l'intention de nos jeunes lecteurs en **figure 5** les chronogrammes des bus de données, adresses et contrôle du 68HC11 en lecture et écriture.

La structure du 68B21 et son interfaçage

Nous allons dans ce qui suit effectuer une description abrégée de la structure du 68B21, et seulement détailler la fonction des registres d'Entrée/Sortie concernant les ports A et B (PA et PB). Pour ce qui concerne les lignes d'interruption et toute autre information détaillée, on se reportera à la notice correspondante. Le schéma structurel du 68B21 est donné en **figure 6**. Le 68B21 comporte 6 registres (3 pour le port A, et 3 pour le port B) :
* un registre de contrôle CRx, avec x=A ou B (affectation des lignes d'interruption, accès au registre de direction ou de données)
* un registre de direction DDRx (affectation entrée/sortie de chaque bit du port). Pour chaque bit de ce registre mis à 1, la ligne correspondante sur le port correspondant sera une sortie ; pour chaque bit de ce registre mis à 0, la ligne correspondante sur le port correspondant sera une entrée
* un registre de données Peripheral Register (PRx) (entrée ou sortie de données). On effectuera les entrées/sorties par lecture/écriture à l'adresse de ce registre.

Ces deux derniers registres sont accédés à la même adresse physique ; on sélectionne l'un ou l'autre en positionnant le bit 2 (CRx 2, avec x=A ou B) dans le registre de contrôle.
L'adressage interne est donné **tableau 1**.
D'un point de vue programmation, imaginons que nous souhaitions



mettre les 4 premiers bits du port A en entrées et les 4 suivants en sortie ; il faudra effectuer par programme à chaque initialisation du système les actions suivantes.
* mettre le bit 2 de CRA à 0 : écriture de %xxxx x0xx à l'adresse $4001: sélection du registre de direction
* écriture de %1111 0000 à l'adresse $4000 : sorties sur les 4 derniers bits, entrées sur les 4 premiers bits du port A
* mettre le bit 2 de CRA à 1 : écriture de %xxxx x1xx à l'adresse $4001: sélection du registre périphérique A.
On effectuera ensuite les entrées/sorties sur le port A par lecture/écriture à l'adresse $4000. On procèdera évidemment de la même façon pour le port B, avec les adresses $4002 et $4003.
Note : notations des nombres :
16 : décimal ; $10 : hexadécimal ;
%0001 0000 : binaire (ce sont les notations à utiliser avec l'assembleur MOTOROLA...).
Un tel exemple de programmation est donné en **figure 7** ; dans celui-ci, on configure au début le port A en entrée et le port B en sortie ; ensuite, afin de vérifier le fonctionnement du montage (et du programme), on effectue constamment une recopie du port A sur le port B (le montage de test décrit à la fin de l'article est alors très utile...).
Notons aussi la différence physique entre les ports A et B : le port A est conçu pour piloter directement de la logique CMOS (en entrée ou en sortie), et possède une résistance interne de rappel au +5V.
On veillera donc à ne pas mettre de résistance externe de rappel au niveau bas sur ce port, ce qui, si celui-ci est configuré en entrée, risquerait de créer des niveaux logiques intermédiaires donc aléatoires. Du fait de cette résistance interne, l'impédance de ce port en entrée est plus importante que celle du port B. Le port B quant à lui possède une sortie normale NMOS buffer 3 états.
Il est donc nécessaire de rajouter une résistance de rappel (au niveau haut ou bas) lorsque ce port est utilisé en entrée ou lorsqu'il pilote en sortie une entrée CMOS. En outre ce port peut piloter sans problème une charge importante tel qu'un transistor Darlington.
Cette résistance de rappel se matérialise dans notre montage par le réseau 10Kx8 RRPB, dont on peut mettre le point commun à 0 ou à + 5 V au moyen du cavalier JPPB. Le circuit équivalent de ces ports est donné en **figure 8**.
Les autres lignes d'entrées / sortie du 68B21 plus particulièrement dédiées aux interruptions, sont forcées au niveau logique haut par les résistances RCA1, RCA2, RCB1 et RCB2.

SOUDURES
11IAIEXT1
13/9/94
AFREI U.M.

Figure 9

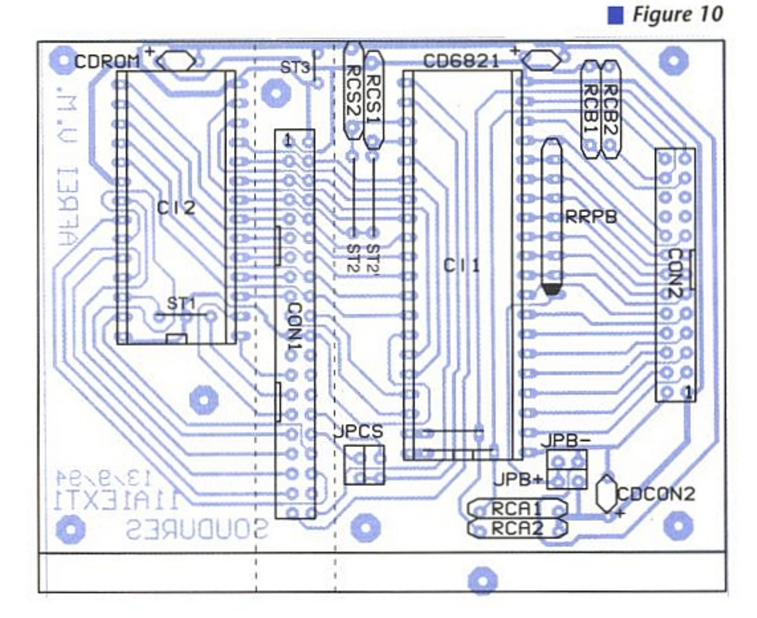


Figure 10

Le câblage de la carte

Celui-ci n'appelle que peu de commentaires. On veillera cependant sur les points suivants :
* mise en place du strap ST1 sous la RAM à droite ou à gauche en fonction de la capacité de celle-ci (6264 strap à gauche, ou 62256 strap à droite).
* mise en place du strap ST2 ou (exclusif) ST2' en fonction du choix des adresses du 68B21 ($xxx0 à $xxx3 : ST2 en face de RCS2; ou $xxx4 à $xxx7 : ST2' en face de RCS1) ; si l'on est sûr de n'utiliser qu'une seule carte, on peut omettre de câbler ce strap.
* positionnement du cavalier JPCS en fonction du chip select issu de la GAL choisie pour adresser le 68B21 (CS4 ou CS3, cas de notre montage, pour éviter un conflit avec l'adressage de la carte décrite plus loin dans ces lignes).
* positionnement de JPPB suivant que

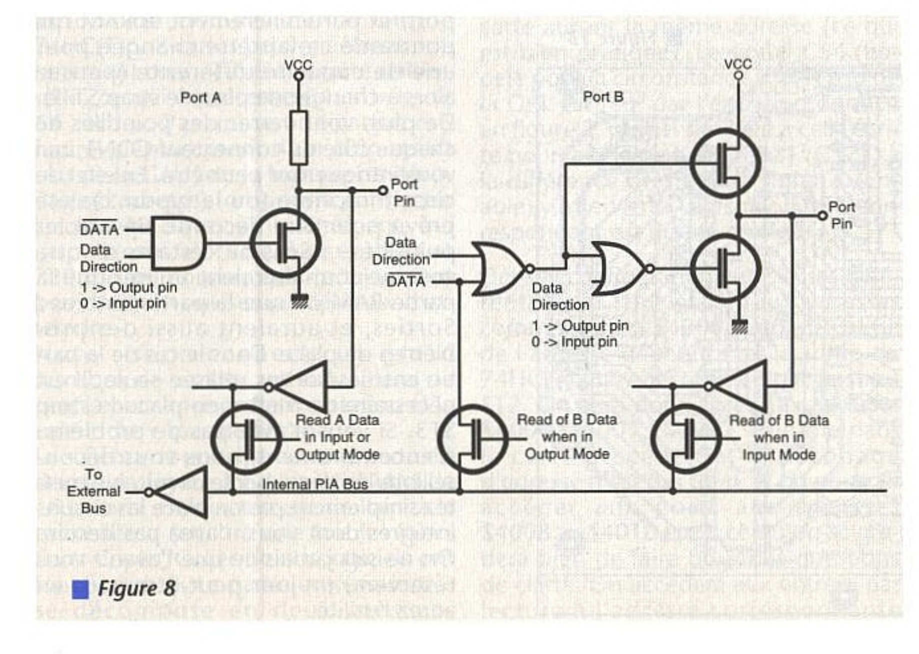
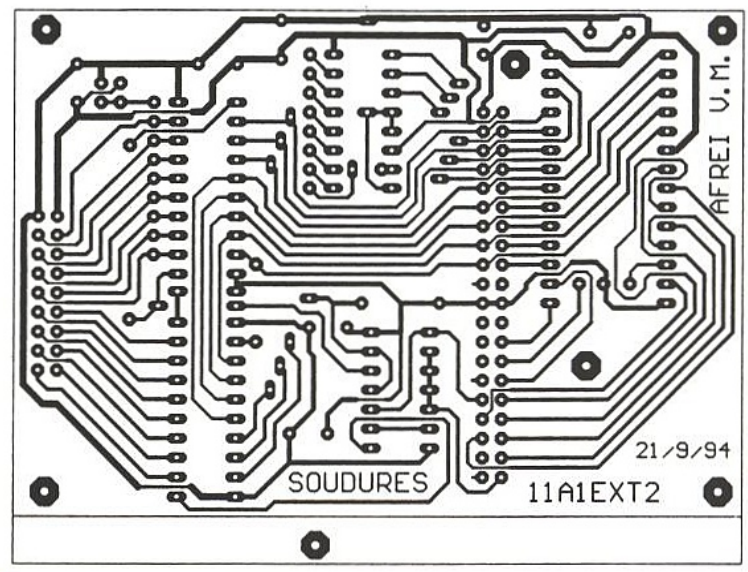


Figure 8

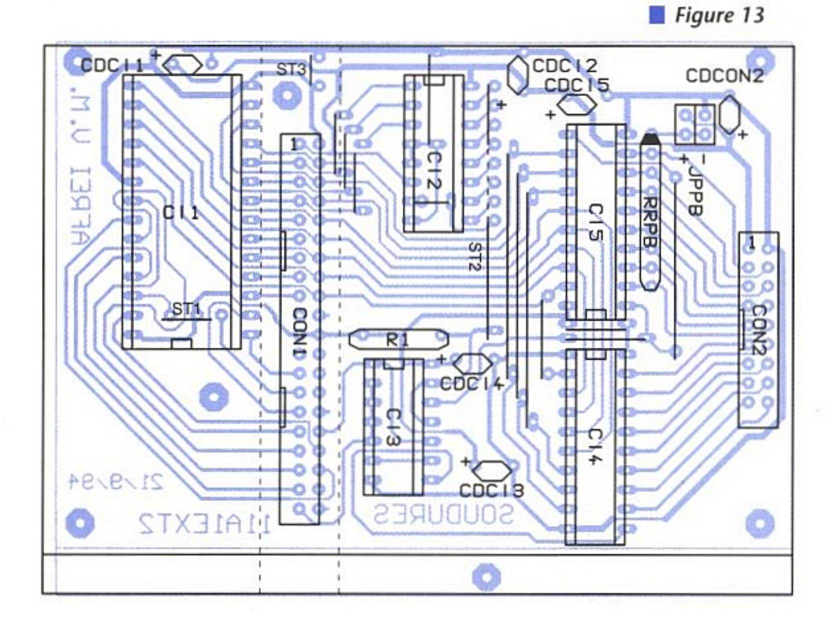


■ **Figure 11**



■ **Figure 12**

■ **Figure 13**



l'on souhaite définir les niveaux par défaut à 0 ou 1 pour le port B. Lorsque celui-ci est configuré en sortie, on pourra ne pas mettre en place ce cavalier.

* ne pas oublier les deux petits straps sous le 68B21.

Le circuit imprimé est donné en **figure 9** et le schéma d'implantation en **figure 10**.

Le circuit imprimé côté RAM vous rappellera certainement celui de la carte universelle côté EPROM ; les deux circuits (RAM et EPROM) ayant des brochages relativement similaires, nous avons mis à profit les fonctions Copier/Coller de notre logiciel de CAO électronique...

Les circuits intégrés ont tous la broche 1 vers le bas, les condensateurs polarisé de 1µF de découplage ont tous leur + à gauche ou vers le bas. Nous vous conseillons comme à l'accoutumée de monter les circuits intégrés sur support, et particulièrement la RAM qui pourra de ce fait être changée pour une de capacité différente (pensez alors à changer de place le strap ST1!). De plus, vous verrez des pointillés de chaque côté du connecteur CON1, qui vous intrigueront peut-être. En effet, le circuit imprimé (ou le typon...)a été prévu pour être découpé suivant les pointillés, au cas où certains d'entre vous ne souhaiteraient utiliser que la partie RAM ou que la partie Entrées / Sorties, et auraient aussi des problèmes de place. Dans le cas de la partie entrées/sorties utilisée seule, il est nécessaire de mettre en place le strap ST3. Si vous n'avez pas de problème d'encombrement, nous vous déconseillons de découper le circuit. Ne mettez simplement pas en place les circuits intégrés dont vous n'avez pas besoin. On ne sait jamais ce que l'avenir vous réservera, un jour peut-être vous en aurez l'utilité.



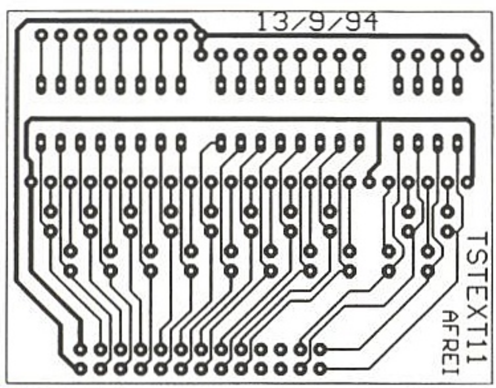
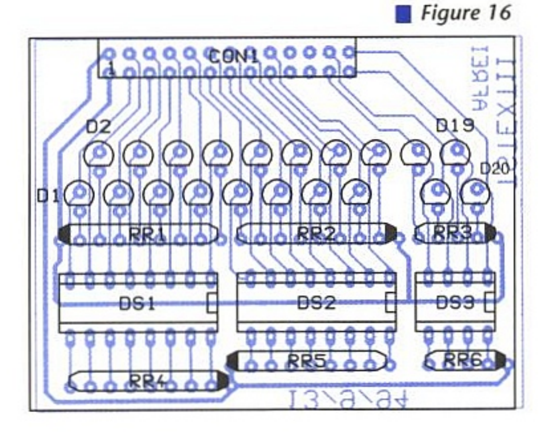


Figure 15

Figure 16


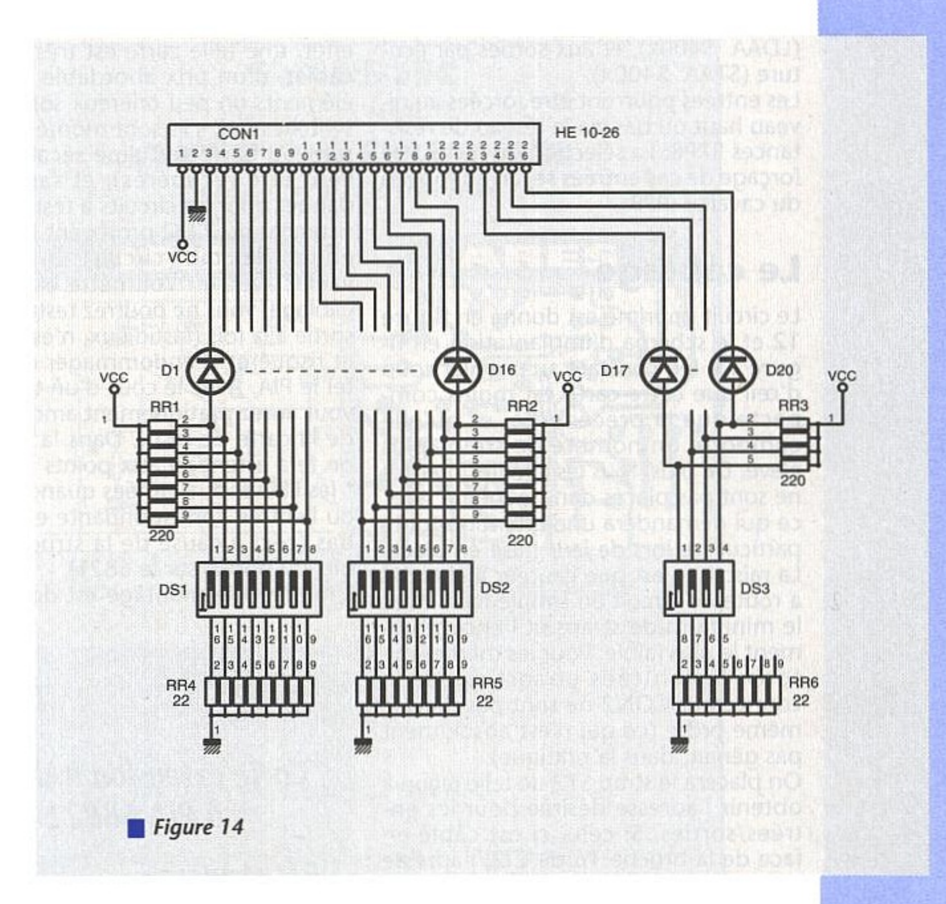


Figure 14

D'un point de vue fixation, la carte pourra être montée en gigogne au dessus de la carte universelle au moyen de vis et entretoises (certains trous de fixation correspondent), ou fixée indépendamment au moyen de vis placés dans les nombreux trous prévus.

La carte à circuits logiques conventionnels

La carte précédemment décrite est plus particulièrement dédiée aux montages d'expérimentation (versatilité de la configuration) et où le nombre de lignes d'entrées-sorties est limité à 80 (4 cartes peuvent être simultanément connectées à la carte universelle). La présente carte présente 8 entrées et 8 sorties fixes, est entièrement réalisée autour de circuits de la famille 74HC(T)... 8 cartes peuvent être simultanément connectées à la carte universelle, ce qui représente 64 entrées et 64 sorties. Par une modification mineure (déplacement d'un chip select issu de la GAL vers la logique de décodage d'adresse), on pourra connecter jusqu'à 40 cartes simultanément, qui disposeront alors de 320 entrées et 320 sorties, nombre que certainement peu d'entre vous seront désireux d'atteindre.

Note : si on connecte un grand nombre de cartes, on surveillera de près la puissance de l'alimentation et la valeur des capas de filtrage...

Le schéma de principe de cette carte est donné en **figure 11.** La partie RAM de cette carte est exactement similaire à la précédente (encore une fois les fonctions Copier/Coller de nos logiciels ont fonctionné...). La partie entrées/sorties se décompose en deux sous ensembles : le décodage d'adresses, et les entrées/sorties proprement dites.

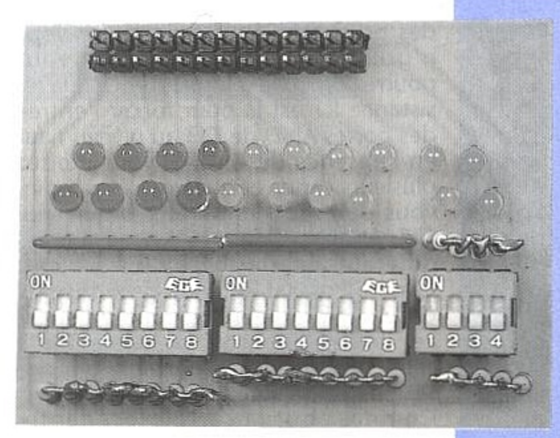
Le décodage d'adresse est confié :

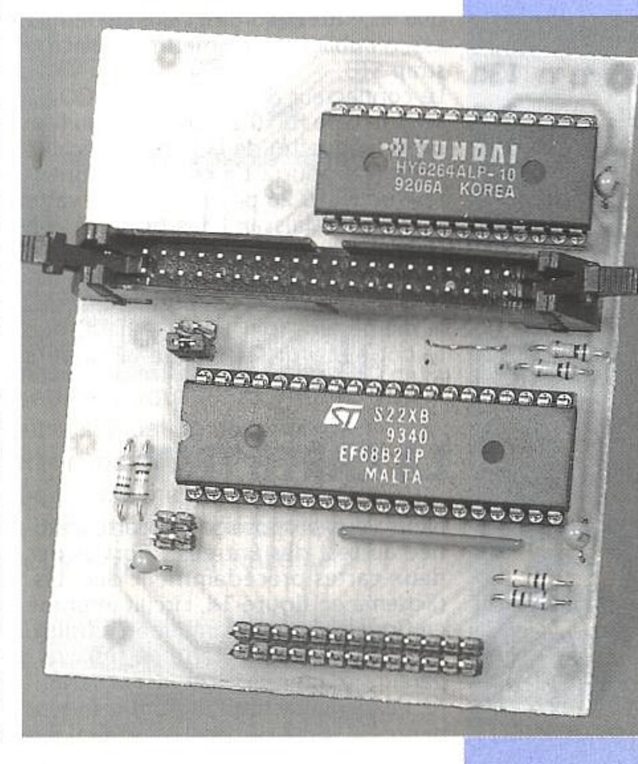
* à un décodeur 3 vers 8, 74HC(T)237. Les 3 entrées sont reliées à A0, A1, et A2. Une des sorties (sélectionnée par le strap ST2), active à l'état haut, est acheminée vers deux entrée des portes NAND 3 entrées du 74HC(T)10
* 3 portes NAND 3 entrées 74HC (T) 10, qui en fonction du signal précédent, d'un Chip Select issu de la GAL(CS4) et du signal R/W, sortent deux signaux de contrôle actif à l'état bas allant aux entrées :

- CLK (Clock) du 74HC(T)574 (octuple verrou avec verrouillage sur les fronts montants) destiné aux sorties.
- C et OC (Output Control) du 74HC(T)573 (octuple verrou avec verrouillage sur les niveaux bas et sortie haute impédance) destiné aux entrées.

Ainsi, l'entrée et la sortie d'une même carte auront la même adresse (ce qui est bien pratique). Le signal CS4 (appelé pour la circonstance CS74) issu de la GAL est régi par l'équation donnée en figure 2, qui est similaire à celle écrite pour la sélection du 68B21 (CS21) à la différence près que le signal E (Enable) y intervient. Le fichier JEDEC correspondant est donné en **figure 3**.

Dans la configuration choisie, les différents ports sont placés aux adresses commençant à $4000. La partie basse de l'adresse dépendra de la sortie du 74HC(T)237 sélectionnée par le strap ST2. On aura donc accès aux adresses $4000, $4001...$4007. Comme dans la carte précédente, le décodage d'adresse n'est pas total, et on pourrait accéder aux ports aux adresses $4008..., $4010 etc... ce qu'on se gardera bien de faire pour des questions de clarté. On accèdera aux entrées par lecture à l'adresse correspondante





(LDAA $400x), et aux sorties par écriture (STAA $400x).
Les entrées pourront être forcées au niveau haut ou bas via le réseau de résistances RRPB. La sélection du niveau de forçage de ces entrées se fait au moyen du cavalier JPPB.

Le câblage

Le circuit imprimé est donné en **figure 12** et le schéma d'implantation en **figure 13**. On constate au premier coup d'œil que cette carte est moins compacte que la précédente, et qu'elle comporte un nombre de straps plus élevé. De plus, tous les circuits intégrés ne sont pas placés dans le même sens, ce qui demandera une attention toute particulière lors de leur mise en place. La raison en est que l'auteur a cherché à router le circuit en simple face, avec le minimum de straps et l'encombrement le plus faible. Pour les mêmes raisons, les entrées et sorties sur le connecteur CON2 ne sont pas dans le même ordre (ce qui n'est absolument pas gênant dans la pratique).
On placera le strap ST2 de telle façon à obtenir l'adresse désirée pour les entrées/sorties. Si celui-ci est câblé en face de la broche 16 de CI2, l'adresse des ports sera $4000. S'il est câblé en face de la broche 15 de CI2, l'adresse des ports sera $4001 ; etc... Si vous n'utilisez qu'une seule carte, vous pourrez omettre d'implanter CI2 (la résistance R1 est là pour forcer l'entrée des portes AND de CI3 au niveau haut en l'absence de CI2). Si vous utilisez plusieurs cartes et que vous êtes radin, vous pourrez n'implanter qu'un seul CI2, et acheminer ses sorties vers les différentes cartes avec du fil volant. Cependant, vu le faible prix d'un tel circuit (2 à 3 F) et le manque d'élégance, de fiabilité et de propreté d'une telle solution, nous vous le déconseillons vivement !
Comme pour la carte précédente, celle-ci peut être découpée suivant les pointillés si l'on n'utilise que la RAM ou que les entrées/sorties. Dans ce dernier cas, n'oubliez pas de mettre en place le strap ST3.
Le connecteur d'entrées/sorties CON2 sera du type HE10 2x10 points, ou (cas de la maquette) de la barrette sécable mâle (on pourra de ce fait y connecteur un HE10 26 points issu de la carte de test ,en laissant des broches «en l'air», chose impossible avec un connecteur HE10 20 points mâle). Attention, car il n'est pas positionné dans le même sens (pin 1 vers le haut) que le connecteur CON2 de la carte à 68B21 (pin 1 vers le bas).

LA CARTE TEST

Nous vous proposons une carte destinée au test des Entrées / Sorties des deux cartes précédemment décrites. (Schéma en **figure 14**, circuit imprimé en **figure 15** et implantation en **figure 16**). Même si cette carte de test vous paraîtra d'une simplicité déconcertante, l'expérience nous a montré que ce genre de montage était très utile : en effet, une telle carte est très simple à câbler, d'un prix abordable (les seuls éléments un peu onéreux sont les DIP switches qui, s'ils sont montés sur support ou barrette tulipe sécable, peuvent être récupérés), et sans grand danger pour les circuits à tester (les résistances de 22 Ω protègent les sorties en cas de court-circuit). Si vous travaillez avec un Voltmètre et du fil de câblage, vous ne pourrez tester qu'une sortie à la fois (fastidieux, n'est ce pas), et risquerez d'endommager un circuit tel le PIA. Avec le coût d'un tel circuit, vous aurez pratiquement amorti le prix de la carte de test... Dans la pratique, on fera attention aux points suivants :
* les LED sont allumées quand la sortie ou l'entrée correspondante est à l'état bas (ceci à cause de la structure des bits du port A sur le 6821)
* même si le montage est doté de résistances de protection, on évitera de mettre les DIP switches sur ON lorsque le port correspondant est en sortie.

Les programmes

Nous vous proposons par l'intermédiaire du serveur 3615 ERP un programme tests à implanter dans l'EPROM de la carte universelle qui réalisent les actions suivantes :
* à l'initialisation du système, test des 8Ko de mémoire RAM, case par case. Pendant ce test, l'afficheur LCD indique TEST RAM sur la première ligne, et les adresses défilent sur la seconde. Si le test se passe normalement, on passe directement à l'étape suivante ; dans le cas contraire, l'afficheur indique «ERREUR RAM» et la première adresse où la RAM est défaillante, et ce pendant environ 2 secondes.

NOMENCLATURE

Carte extension RAM I/O à PIA 68B21

Résistances

RCA1, RCB1, RCA2, RCB2 : 10 kΩ
RCS1, RCS2 : 100 kΩ
RRPB : réseau de résistances 10kΩ x 8

Condensateurs

CDCON2, CD6821, CDRAM : 1µF tantale 25V

Circuits intégrés

CI1 : MC68B21
CI2 : RAM 6264 ou 62256
CI3 : 74HC10
CI4 : 74HC574
CI5 : 74HC573

Connecteurs

CON1 : HE 10 2x20 points mâle
CON2 : HE 10 2x13 points ou 26 points de barrette picot sécable droite

Divers

JPCS, JPPB : 8 points de barrette picot sécable droite, et 2 cavaliers supports circuits intégrés...

Carte extension RAM I/O

Résistances

R1 : 10 kΩ 1/4 W
RRPB : réseau de résistances 10kΩ x 8

Condensateurs

CDCON2, CDCI1, CDCI2, CDCI3, CDCI4, CDCI5 : 1µF tantale 25V

Circuits intégrés

CI1 : RAM 6264 ou 62256
CI2 : 74HC237

Connecteurs

CON1 : HE 10 2x20 points mâle
CON2 : HE 10 2x9 points ou 18 points de barrette picot sécable droite

Divers

JPPB : 4 points de barrette picot sécable droite, et 1 cavalier 1 support circuits intégrés...

Carte de test

Résistances

RR1, RR2 : réseau de résistances 220 Ω x 8
RR3 : réseau de résistances 220 Ω x 4
RR4, RR5 : réseau de résistances 22 Ω x 8
RR6 : réseau de résistances 22 Ω x 4

Connecteurs

CON1 : HE 10 2 x 13 points ou 26 points de barrette picot sécable droite

Divers

DS1, DS2 : bloc de 8 DIP switches
DS3 : bloc de 4 DIP switches
D1 à D20 : LED 3mm
supports DIP switches
NAPPE 40 conducteurs 10cm et de 2 connecteurs HE10 femelle 40 points (liaison carte universelle)
NAPPE 26 conducteurs 25cm et de 2 connecteurs HE10 femelle 26 points (liaison carte test)



* Si l'on désire tester une carte d'extension à circuits logiques 74..., il faut appuyer à la réinitialisation du système sur le switch + (le KSA de droite sous l'afficheur LCD) et le maintenir enfoncé jusqu'à la fin du test de la RAM. Dans ce cas, l'afficheur LCD indique après le test RAM sur sa première ligne «TEST I/O 573/574». Le port d'entrée est recopié sur le port de sortie
* Si l'on désire tester une carte d'extension à 68B21, on n'a rien à faire à l'initialisation. Dans ce cas, l'afficheur LCD indique après le test RAM sur sa première ligne «TEST I/O PIA6821». Le port B, configuré en entrée, est recopié sur le port A, configuré en sortie.
Mis à part ces actions, les programmes sont semblables à celui proposé avec la carte universelle du n° 562 (affichage des caractères frappés au clavier sur la 2ème ligne du LCD). Ce programme se nomme 11A1EXT.

Conclusion

Nous espérons que ces cartes satisferont vos envies de RAM et d'entrées-sorties à propos de la carte universelle. Maintenant que nous avons décrit ces montages généraux qui rendent la carte universelle à 68HC11 réellement universelle et polyvalente, nous aurons certainement l'occasion de vous proposer dans un proche avenir des applications plus concrètes toujours basées sur cette carte. N'hésitez pas à nous faire part de vos idées, remarques ou suggestions par l'intermédiaire de la rédaction d'ERP. En attendant, au mois prochain, si vous le voulez bien !.

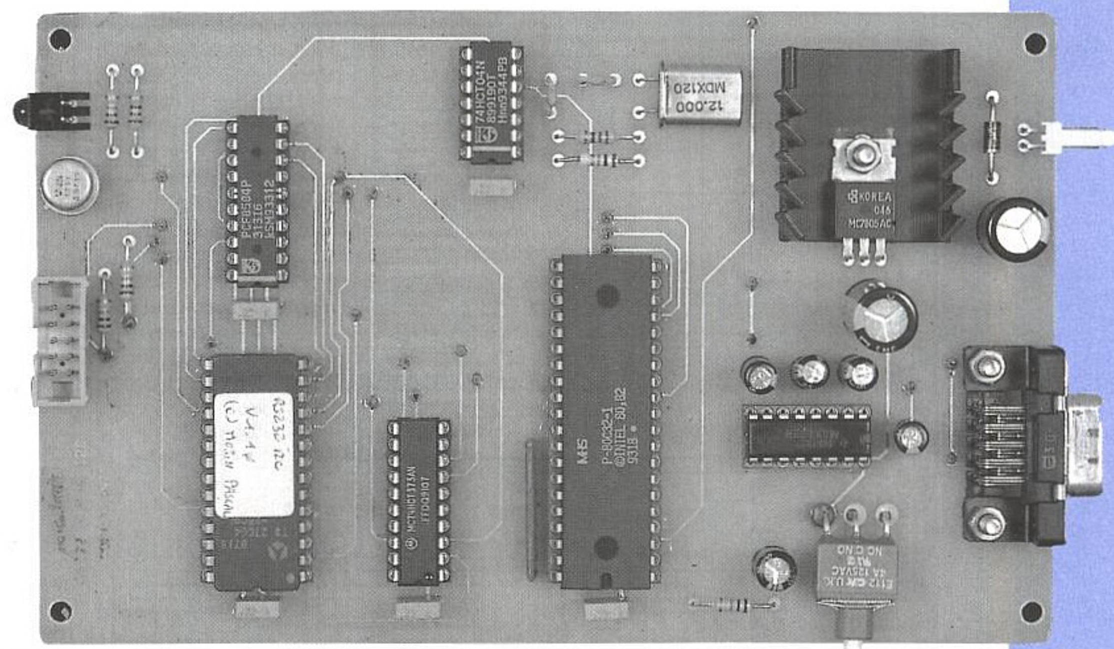
Information : un lecteur assidu et ingénieux de RADIO PLANS nous a communiqué l'existence d'un circuit très intéressant qui se connecte directement (bien que sa notice n'en dise rien) sur l'interface SPI des 68HC11 : il s'agit du TPIC2802 Texas Instrument. Ce circuit est un octuple switch de puissance (8 sorties logiques à collecteur ouvert, pouvant drainer chacune 1A sous 45V), et qui permet en plus de tester le courant traversant chaque sortie. Ce circuit sera particulièrement utile pour piloter des ampoules basse tension, des relais de puissance, etc., et ce directement via la SPI (5 fils seulement) sans circuit d'interface supplémentaire.
Ce genre de liaison étant particulièrement adaptée aux moyennes distances (quelques mè-tres), elle pourra trouver sa place dans une maison (la domotique est à la mode...), un véhicule (chenillard télécommandé placé sur la plage arrière...) ou autre.

Remerciements à :
- tout le personnel du laboratoire électronique de l'école ENSICA (Toulouse), notamment C. NOUALS, C. BERTO, et L. ALLOZA pour leurs précieux conseils et le matériel mis à disposition...
- notre lecteur ingénieux et assidu Jean Paul BRODIER pour ses renseignements et son astucieuse routine en assembleur...

V. MAURY

Convertisseur I2C / port série en multimaster

Il y a quelques mois nous vous proposions de réaliser un convertisseur pour bus I2C vers un port série. L'intérêt majeur du convertisseur est de pouvoir accéder au bus I2C via un modem. Le convertisseur proposé souffrait d'une seule limitation : le contrôle du bus I2C s'effectuait en mode simple-master. Pour remédier à ce défaut nous vous proposons ce mois-ci de réaliser un nouveau convertisseur capable de dialoguer avec le bus I2C en mode Multimaster. Rassurez-vous le nouveau convertisseur reste compatible avec la première version de sorte que vous n'aurez pas besoin de réécrire vos logiciels.



Schéma

Le schéma du nouveau convertisseur est reproduit en **figure 1**. Pour pouvoir prendre en compte la présence des autres contrôleurs de bus I2C nous avons fait appel au circuit PCD8584. Le microcontrôleur n'aura donc plus à prendre en compte tous les aspects contraignants du bus I2C. C'est d'ailleurs la seule solution viable pour prendre en compte le mode multimaster.

Rien ne s'oppose à écrire un logiciel capable de prendre en compte le mode multimaster à partir d'un microcontrôleur qui n'intègre pas la logique nécessaire. Mais dans ce cas il faut choisir un microcontrôleur très rapide, car le programme se complique sérieusement. Le microcontrôleur devra être suffisamment rapide pour scruter les lignes SDA et SCL au moins toutes les 2 µS et déterminer l'état correspondant du bus I2C. Autant vous dire tout de suite que le microcontrôleur n'a plus beaucoup de temps à consacrer à une autre tâche.

Revenons à notre schéma. Le contrôleur du bus I2C (IC4) n'a pas besoin de grand chose pour fonctionner, en dehors de ses connexions avec le bus du microcontrôleur. Le circuit d'horloge constitué des portes IC6A et IC6B sera partagé entre le microcontrôleur et IC4, bien qu'aucune corrélation de phase ne soit nécessaire entre les deux circuits.

Le signal de remise à zéro de IC4 est issu directement du bit 4 du port P1 du microcontrôleur, ce qui est on ne peut plus simple. La sélection du boîtier IC4 dans l'espace adressé par le microcontrôleur se fait via la porte IC6C qui inverse l'état du signal -PSEN. Cette logique de décodage est vraiment très rudimentaire car dans ce cas de figure le boîtier IC4 est visible pour tout l'espace de mémoire externe du microcontrôleur. Puisque le circuit IC4 se charge de traiter lui-même le bit A0 du bus des adresses, il y a 32768 adresses possibles pour adresser un registre particulier du circuit IC4. Cela n'a aucune importance dans la mesure où notre maquette n'a pas besoin de RAM supplémentaire. Pourquoi faire compliquer quand on peut rester simple ?

Notez que la connectique du bus I2C sur le connecteur CN2 est modifiée par rapport au premier convertisseur proposé dans le n°557. En effet les signaux se présentent dans le sens contraire, et la ligne VCC n'est plus distribuée vers les montages extérieurs. La raison de ce changement est simple : l'auteur a adopté cette nouvelle confi-



■ *Figure 1*

guration sur tous ses montages pour bus I2C (voir par exemple le convertisseur pour port imprimante dans le n°560). Cette inversion n'est pas très difficile à contourner car il suffit de sertir le câble avec le connecteur HE10 à l'envers. Mais il vaudra mieux s'en souvenir si plus tard vous souhaitez utiliser le câble pour un autre usage. Quant à la distribution du signal VCC rien ne vous empêche d'ajouter un strap, si vous y tenez vraiment. Mais dans ce cas ne soyez par trop gourmand car, même si REG1 est monté sur un dissipateur thermique, vous ne pourrez pas tirer beaucoup plus que 100mA.

Le microcontrôleur IC1 est câblé de la façon la plus standard qui soit. Le programme étant installé dans une EPROM externe, l'entrée -EA du microcontrôleur est maintenue au niveau 0. Dans ce cas de figure le port P0 du microcontrôleur présente tour à tour le poids faible du bus des adresses et le bus des données. Il faut donc disposer du latch IC2 pour attraper au vol le poids faible du bus des adresses. Le signal ALE, issu du microcontrôleur, permet de synchroniser directement le circuit latch IC2. Le port P0 dispose de sorties à drain ouvert. Il faut donc ajouter le réseau résistif R3 pour garantir un état haut correct en sortie de P0.

L'EPROM IC3 est connectée directement sur les bus du microcontrôleur. La distinction entre l'espace RAM externe et l'espace ROM externe est assurée par le signal -PSEN qui pilote donc l'entrée -OE du circuit IC3. Là aussi le décodage des adresses pour le circuit IC3 n'est pas complet. Cela signifie que l'EPROM sera visible plusieurs fois dans l'espace programme externe du microcontrôleur. Cette situation n'est pas gênante car le circuit IC3 est le seul visible dans cet espace du microcontrôleur.

Notez au passage que le microcontrôleur retenu pour notre maquette est un modèle 80C32, d'où la connexion du signal d'horloge sur l'entrée X1. N'utilisez pas un modèle 8052 (ou 8032 ou 8752,etc...) car dans ce cas le signal d'horloge est attendu sur l'entrée X2 (sauf pour certaines secondes sources). Seuls les modèles CMOS prennent leur signal d'horloge sur l'entrée X1, car ils disposent d'une circuiterie spéciale destinée à bloquer le signal d'horloge lors du passage dans le mode «IDLE» ou «POWER-DOWN».

La connexion du port série au microcontrôleur est grandement facilitée par l'emploi du circuit IC5. Ce circuit se charge d'adapter les niveaux d'une sortie RS232 aux niveaux TTL.

La connexion avec le port série intégré dans IC1 est donc immédiate. Notez qu'au niveau du connecteur CN1 le câblage retenu permet de se connecter directement sur un port série de type PC/AT, ce qui est bien pratique. Pour contrôler le flux des données qui vont transiter via le port série les bits 0 et 1 du port P1 seront utilisés pour contrôler les signaux DTR et DSR du port série. Le convertisseur est prévu pour bloquer la réception des commandes (via DSR) lorsqu'une commande est en cours de traitement. Quant aux messages émis par le convertisseur, ils seront bloqués via le signal DTR de sorte que le flux des données sera bien canalisé par le convertisseur.

L'alimentation du convertisseur est confiée à un régulateur parfaitement adapté à la situation, donc nous en resterons là pour sa description. Notez tout de même la présence de D1 qui protège le montage des erreurs de manipulation, précaution qui n'avait pas été prise pour la première version du convertisseur.

Réalisation

Les dessins du circuit imprimé à reproduire sont indiqués en **figures 2 et 3**. La vue d'implantation associée est vi-

sible en **figure 4**. Avec un peu de dextérité vous pourrez vous passer des trous métallisés, à condition de percer les pastilles avec des forets de très bonne qualité.
Pour réaliser les traversées il vous faudra souder de part et d'autre du circuit un petit bout de fil. Commencez par souder les traversées puisque certaines d'entre elles sont disposées en dessous des circuits intégrés. Tous les circuits intégrés seront montés sur des supports de type «tulipe» pour vous permettre de souder les pattes du côté composants, là où cela est nécessaire. Vous noterez que les condensateurs de découplage doivent être soudés sur les deux faces du circuit. Donc, lors de l'implantation, prévoyez de les monter un peu plus haut sur pattes, pour pouvoir accéder au côté composants avec votre fer à souder.
Enfin ajoutons qu'il est préférable d'immobiliser le connecteur CN1 par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet. Cette précaution ne sera pas inutile puisque le connecteur CN1 a de forte chance de subir de nombreuses manipulations.
Pour faire fonctionner votre convertisseur vous aurez besoin de programmer l'EPROM avec le code téléchargeable à partir du serveur Minitel de la revue (3615 code ERP). Vous pourrez aussi télécharger le programme d'application SI2C prévu pour piloter la carte à partir d'un PC. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger ces fichiers, vous pourrez les obtenir en envoyant à la rédaction une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie au tarif en vigueur, pour le retour.

Utilisation du convertisseur

L'utilisation du convertisseur est relativement simple. En ce qui concerne la connexion du port série il suffit d'utiliser un câble fil à fil avec deux connecteurs DB9 (un mâle côté convertisseur et un femelle côté PC pour une connectique de type PC/AT). Des connecteurs à sertir permettent de réaliser ce câble en quelques minutes. La connexion avec le bus I2C sera fonction des connecteurs du bus sur lequel vous vous raccordez (n'oubliez pas que le connecteur CN2 est inversé par rapport à la première version du convertisseur).
Pour communiquer via le port série vous aurez besoin d'une émulation de terminal de type VT100. Les paramètres de communications du convertisseur sont figés dans son code d'initialisation aux valeurs suivantes : 8 bits, pas de parité, 1stop bit, 9600 Bauds. Votre émulation devra gérer les lignes de contrôle de flux hardware pour que le convertisseur puisse émettre des messages.
Une fois que votre émulation sera correctement paramétrée, vous devriez voir apparaître le message d'accueil après appui sur le bouton de RESET du convertisseur. Si ce n'est pas le cas vérifiez le câblage du côté du port série. Si rien n'y fait, vérifiez la tension d'alimentation du montage et les tensions présentes en sortie de IC5 (+/-12V à +/-9V sur le connecteur CN1). Si vous n'avez toujours rien, il faudra vérifier les pistes et les soudures une à une (soudures sur les deux faces). En dernier ressort vous pourrez vous demander si vos composants ne sont pas endommagés.

Les commandes du convertisseur

Une fois la connexion établie du côté du port série vous pourrez envoyer des ordres au convertisseur. La syntaxe des commandes est très simple puisque le convertisseur ne reconnaît que trois commandes. La syntaxe des commandes est donnée en **figure 5.**

A la différence du convertisseur proposé dans le n°557, les lettres en majuscules ou minuscules sont acceptées. Néanmoins la syntaxe doit être scrupuleusement respectée, en particulier les deux points après le nombre de lecture demandée et l'espace entre chaque octet destiné à être écrit sur le bus I2C. Notez qu'après le dernier octet à envoyer au bus I2C, il n'est plus nécessaire d'ajouter un espace. Vous pouvez envoyer directement le caractère CR après le dernier octet, ce qui est plus naturel lors d'une saisie manuelle. Malgré tout le convertisseur accepte un espace après le dernier octet à transmettre, pour rester compatible avec le modèle présenté dans le n°557. Ainsi vous n'aurez pas besoin

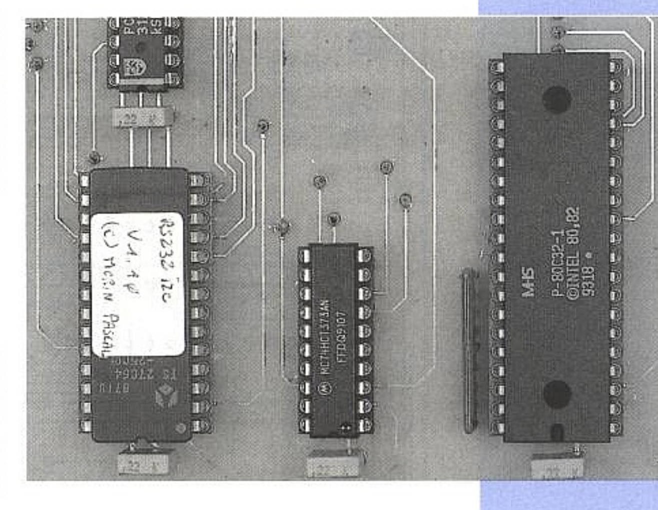
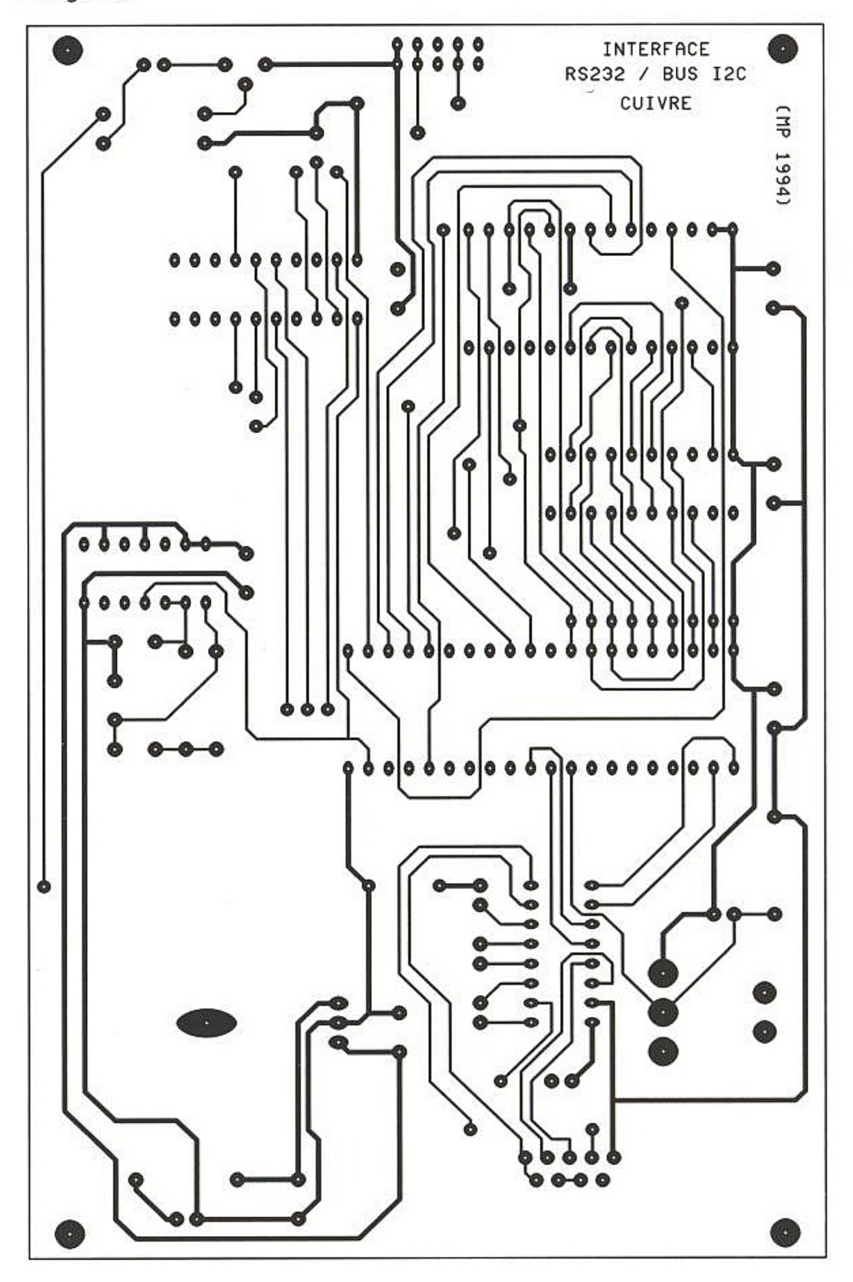


Figure 2





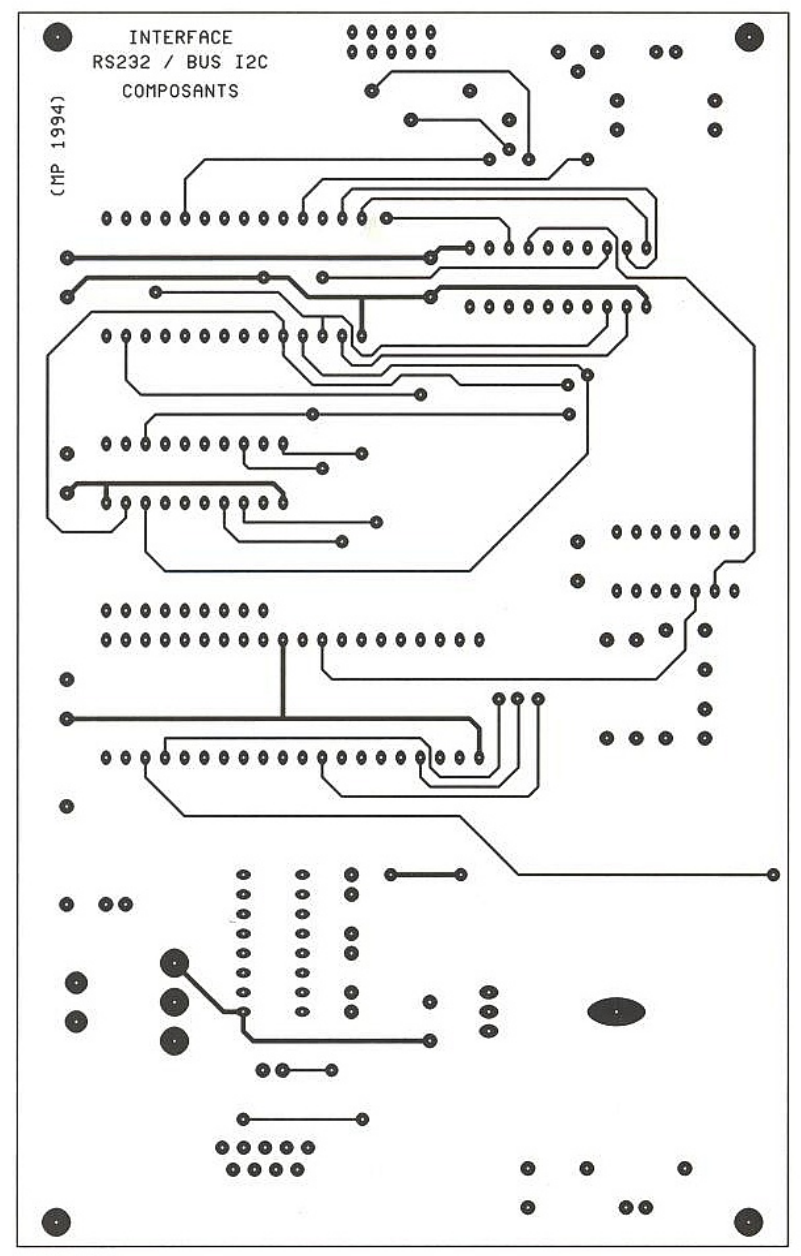


Figure 3

M0 ↵
'↵' indique la validation de la commande par envoi du caractère CR (code hexa 0Dh). Cette commande passe le convertisseur en mode texte (mode actif par défaut) pour afficher les messages.

M1 ↵
'↵' indique la validation de la commande par envoi du caractère CR (code hexa 0Dh) Cette commande passe le convertisseur en mode messages abrégés. Dans ce cas les messages sont indiqués par une valeur hexadécimale codée sur 2 chiffres ASCII, suivis des caractères CR, LF et d'un «prompt» raccourci.

IxxWxxRxx:xx xx xx xx ↵
'Ixx' correspond à l'adresse cible demandée sur le bus I2C.
'Wxx' correspond au nombre d'octets que l'on souhaite écrire (les données suivent en fin de commande)
si xx=00 aucune écriture n'est demandée.
'Rxx' correspond au nombre d'octets que l'on souhaite lire après l'opération d'écriture
si xx=00 aucune lecture ne sera demandée sur le bus.
':' sépare la commande des données éventuelles à écrire sur le bus I2C. Suivent la liste des octets à écrire sur le bus I2C séparés un à un par le caractère espace. La dernière valeur peut être suivie (ou pas) par le caractère espace.
'↵' indique la validation de la commande envoi du caractère CR (code hexa 0Dh).
Exemples de commandes
I70W01R01:00 ↵
écrit 1 octet (valeur 00) à l'adresse 70, puis lit 1 octet à la même adresse.
I70W04R7F:00 FF 55 AA ↵
écrit successivement les octets 00 FF 55 AA à l'adresse 70, puis lit 128 (7F) octets à la même adresse.

Figure 5

de réécrire vos programmes pour utiliser le nouveau convertisseur, tant que vous utilisez ce dernier dans un contexte simple-master. Par contre, dans un contexte multimaster, il y aura de nouveaux messages à traiter par vos applications. Quoi qu'il en soit le travail d'adaptation restera minime.
Le passage du convertisseur dans le mode des messages abrégés (commande «M1») vous permettra d'alléger l'écriture de vos propres applications. Les codes d'erreurs étant alors indiqués par une valeur hexadécimale codée sur 2 chiffres ASCII, suivis des caractères CR, LF et du prompt «>». Il vous suffira donc simplement de filtrer les caractères CR, LF et «>», pour ne garder que le contenu utile du message. C'est un peu plus simple que de comparer des chaînes ASCII entières.
En cas de succès, le résultat de la lecture du bus I2C est renvoyé par le convertisseur sous forme hexadécimale en texte ASCII (2 chiffres plus un espace).
Selon le mode demandé au convertisseur, les messages d'erreurs seront soit dans le format texte, soit dans un format hexadécimal.
Dans le mode texte («M0») les valeurs lues sont envoyées directement sur le port série. Tandis que dans le mode abrégé les valeurs lues sont précédées d'un code d'erreur. Si la lecture s'est achevée correctement le code d'erreur vaut 00. Sinon le code sera l'un de ceux indiqués dans le tableau de la **figure 6**.
Pourquoi avoir ajouté un code d'erreur avant la succession des données utiles ? Imaginez un instant que le résultat d'une lecture sur le bus I2C soit un octet unique ayant pour valeur 06. Dans ce cas comment faire la distinction entre le code d'erreur «ERR I2C BUSY» que retournerait le convertisseur et la donnée réellement lue ? Il faut donc ajouter un code d'erreur qui indique la validité des données qui suivent.
Les messages possibles sont indiqués dans le tableau de la figure 6, selon le mode du convertisseur.

Le programme SI2C

Pour utiliser la carte de conversion avec une interface un peu plus souple vous disposerez du programme «SI2C.EXE». Le programme SI2C est compatible avec le programme LPTI2C que nous vous avions proposé dans le n°560 d'ERP, à propos du convertisseur I2C pour port imprimante. Bien entendu cette compatibilité se limite au point de vue fonctionnel, car on voit mal comment on pourrait utiliser un port série à la place d'un port parallèle !

Comment configurer le programme SI2C

Le programme SI2C utilise la console standard du PC comme flux d'entrée et de sortie. Comme pour le programme LPTI2C vous pouvez utiliser les indirections prévues par le DOS pour au-

tomatiser l'utilisation du programme dans des fichiers de commandes. Les «scripts» que vous aurez écrits pour le programme LPTI2C seront compatibles avec le programme SI2C, ce qui est bien agréable. Précisons aussi que vous pourrez utiliser la touche de fonction F3 pour rappeler la dernière saisie effectuée au clavier, ce qui est bien pratique.
La syntaxe d'appel du programme SI2C est la suivante :

LPTI2C <stdin >stdout

Stdin : correspond au flux d'entrée standard (le clavier par défaut ou le nom d'un fichier contenant les commandes).
Stdout : correspond au flux de sortie standard (l'écran du PC par défaut ou bien le nom d'un fichier qui recevra les messages issus du programme).
Pour déterminer les paramètres du port série à utiliser le programme SI2C recherchera les informations nécessaires dans un fichier de configuration qui s'appelle «SI2C.CFG». Pour que le programme puisse traiter le fichier de configuration il faut que ce dernier se trouve dans le répertoire courant, ou bien qu'il soit accessible dans un répertoire indiqué par la commande APPEND.
La structure du fichier de configuration se définit comme suit :
1ère ligne —> nom du port (COM1 à COM4)
2e ligne —> Vitesse de communication (19200,9600,4800,2400...)
3e ligne —> Nombre de bits (8,7,6 ou 5)
4e ligne —> Nombre de stop bit (1 ou 2)
5e ligne —> parité utilisée (NONE, ODD ou EVEN)
6e ligne —> IRQ associé au port de communication (STANDARD, 4 ou 3).
Les lignes qui suivent étant ignorées par le programme SI2C, vous pourrez y placer des commentaires. La distinction entre majuscules et minuscules n'a pas d'importance.
Le progamme SI2C affiche les messages issus du port série avant d'afficher le «prompt». Pour voir apparaître le message d'accueil du convertisseur vous devrez appuyer sur la touche entrée, pour vider le buffer du port série.

Les commandes acceptées par le programme SI2C

Le programme SI2C accepte les commandes suivantes :

HEX

Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format Hexadécimal. Il s'agit du mode de saisie par défaut. Le programme affiche un 'prompt' qui rappelle le mode de saisie (ici le prompt sera 'HEX>').

DEC

Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format Décimal (prompt 'DEC').

BIN

Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format Binaire (prompt 'BIN>').

Figure 4

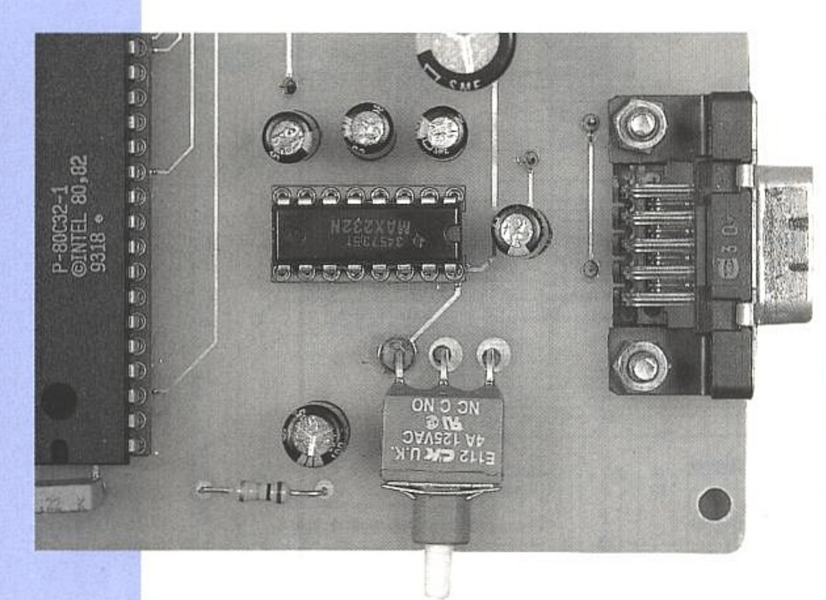
Mode M1	Mode M0 (par défaut)	Signification du message
00	(rien, retour au prompt)	Commande correctement exécutée
01	ERR SYNTAXE	Vous n'avez pas respecté scrupuleusement la syntaxe
02	ERR NB WRITE	Dépassement de la taille maximum du buffer (128)
03	ERR NB READ	Dépassement de la taille maximum du buffer (128)
04	ERR HEXA	Erreur dans la saisie d'un nombre hexadécimal
05	ERR I2C ACK	Non-réponse du bus I2C à l'adresse demandée
06	ERR I2C BUSY	Si un autre master contrôle déjà le bus I2C

Figure 6

IOADDR xx

Cette commande sélectionne l'adresse qui sera demandée sur le bus I2C. Le nombre xx sera interprété par le programme en fonction du mode de saisie actif (voir le prompt). Si le paramètre xx est omis, le programme rappelle quelle adresse est actuellement active (IOADDR = 0 par défaut, à la mise en route du programme). La valeur 'xx'





R xx
Cette commande demande «xx» lectures sur le bus I2C à l'adresse contenue dans la variable IOADDR. Le résultat de la lecture est affiché uniquement en hexadécimal (à la différence du programme LPTI2C). En raison de cette particularité, si le résultat est redirigé vers un fichier en vue d'être traité par vos programmes, vous serez obligé de modifier vos programmes en conséquence. En dehors de ce cas de figure, le programme SI2C reste parfaitement compatible avec le programme LPTI2C, pour en exécuter les scripts en tout cas. L'espace après la commande 'R' est facultatif.

ne doit pas être suivie d'un caractère espace. L'espace entre IOADDR et 'xx' est facultatif.

W xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx
Cette commande écrit les valeurs 'xx' sur le bus I2C à l'adresse contenue dans la variable IOADDR. Les valeurs 'xx' seront interprétées par le programme en fonction du mode de saisie actif. Les valeurs seront séparées par un ou plusieurs caractères espaces. Le caractère 'TAB' n'est pas reconnu comme séparateur par le programme. La dernière valeur ne doit pas être suivie d'un caractère espace. L'espace après 'W' est facultatif, mais il est indispensable entre chaque valeur.

W xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx R xx
Cette commande enchaîne les commandes d'écriture et de lecture.

DELAY xxxx
Cette commande introduit un temps d'attente. L'espace après 'DELAY' est facultatif. Le temps d'attente xxxx est indiqué en décimal, quel que soit le mode de saisie actif. L'unité est la milliseconde. Cette particularité est aussi valable pour le programme LPTI2C proposé dans le N° 560, ce que l'auteur avait oublié d'indiquer. Mille excuses !

EXIT
Cette commande met fin à l'exécution du programme. Dans le cas d'une redirection du flux d'entrée standard, la fin du fichier provoque le même résultat que la commande EXIT. Il n'est donc pas absolument nécessaire d'inclure la commande EXIT dans vos fichiers de commandes, si ce n'est pour ignorer les lignes qui suivent. Toutes les lignes qui commencent par le caractère ';' sont considérées comme un commentaire.

P. MORIN

Nomenclature

Résistances

R1,R2,R7,R8 : 10kΩ 1/4W (Marron, Noir, Orange)
R3 : Réseau résistif 8 x 10kΩ en boîtier SIL
R4 : 150 Ω 1/2W (Marron, Vert, Marron)
R5 : 1M Ω 1/4W (Marron, Noir, Vert)
R6 : 220 Ω 1/4W (Rouge, Rouge, Marron)

Condensateurs

C1,C2,C3,C4,C5 : 10µF / 16V, sorties radiales
C6,C7 : 33pF
C8,C9,C10,C11,C12 : 100nF
C13 : 470µF / 25V, sorties radiales
C14 : 220µF / 16V, sorties radiales
CN1 : Connecteur sub-D, 9 points, femelle, à monter coudé sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 113 7601)

Semi-conducteurs

D1 : 1N4001
DL1 : Diode led à monter coudé sur CI.
Q1 : 2N2222

Circuits intégrés

REG1 : Régulateur en boîtier TO220 LM7805 + dissipateur thermique
IC1 : Microcontrôleur 80C32-1
IC2 : 74HCT373
IC3 : EPROM 27C64
IC4 : PCD8584
IC5 : MAX232
IC6 : 74HCT04

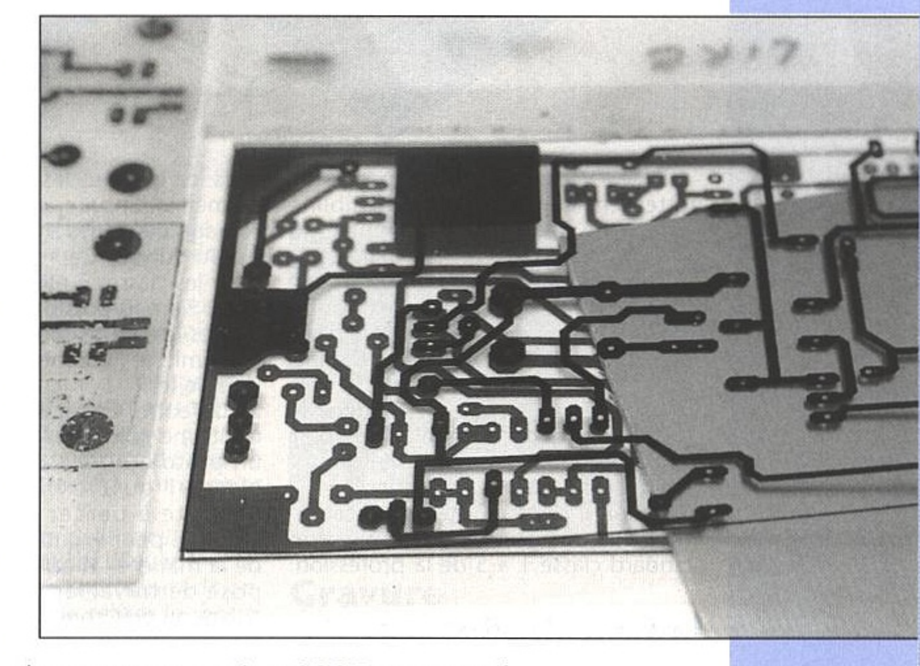
Divers

BP1 : Bouton poussoir à monter coudé sur CI
CN2 : Connecteur série HE10, 10 contacts, droit, à souder sur CI (par exemple référence 3M 2510-6002)
CN3 : Barrette Mini-KK, 2 contacts, sorties coudées (par exemple référence Molex 22-05-7028)
QZ1 : Quartz 12MHz en boîtier HC49/U



REALISATION DES CIRCUITS IMPRIMES : QUELQUES ASTUCES

Sur ce sujet qui a fait couler beaucoup d'encre, il y a de temps à autre matière à compléter les divers conseils prodigués ; à la fois par la venue sur le marché de nouveaux produits, mais aussi par l'expérience acquise au fil des ans, des mètres carrés d'époxy, de films, et de plusieurs millions de petits trous...



Il est surprenant, voire incompréhensible, de constater qu'en 1995 un grand nombre de lecteurs est encore effrayé par le fait de réaliser un modeste circuit imprimé, alors que c'est devenu aussi simple que coudre un bouton ! Si dans les années 70 on pouvait admettre que c'était un aventure (enduction des plaques à la bombe par exemple), 25 ans plus tard ce n'est plus qu'une formalité et nous aimerions bien convaincre les plus réfractaires par ces quelques lignes.

Il faut dire que la micro-informatique, les CMS, les implantations mal ficelées et quelques absurdités ordonnées parfois en classe sous la forme d'une feuille de travaux pratiques du genre : «Implantez un compteur + décodeur 7 segments et un afficheur sur une carte de 10 cm x 10 cm en double face trous métallisés... » (réel !), n'arrangent pas les choses.

Avant tout, il est important de s'assurer que le tracé est compatible avec une réalisation «amateur». Qu'il s'agisse des largeurs de traits (minimum 0,35), des diamètres de pastilles (minimum extrême 1,27 mm pour un perçage à 0,6) ou du nombre de faces nécessaires. Comme pour toute construction, il est fondamental de faire le point avant de s'engager.

La mauvaise habitude de la solution DFTM (ce n'est pas le nom d'un groupe de rap mais les initiales de Double Face Trous Métallisés) conduit souvent à des réalisations inaccessibles même à l'amateur soigneux. Si certains croient encore à la solution des rivets pour la métallisation des trous, c'est qu'ils m'ont encore jamais essayé : la mise en œuvre est lourde, coûteuse, peu fiable et les diamètres de perçage pour insérer les rivets, incompatibles avec les surfaces de cuivre généralement disponibles en DFTM.

Bien entendu, une étude de circuit imprimé doit se faire au départ en simple face, mais dans certains cas le nombre de straps devient tellement important qu'il impose raisonnablement de faire appel à une seconde face.

Donner une loi du nombre de straps maximum n'est pas de notre compétence, mais 50 par exemple c'est nettement trop : calibrer puis souder 50 straps prendra plus de temps (et c'est pas très drôle à faire) que graver un DF.

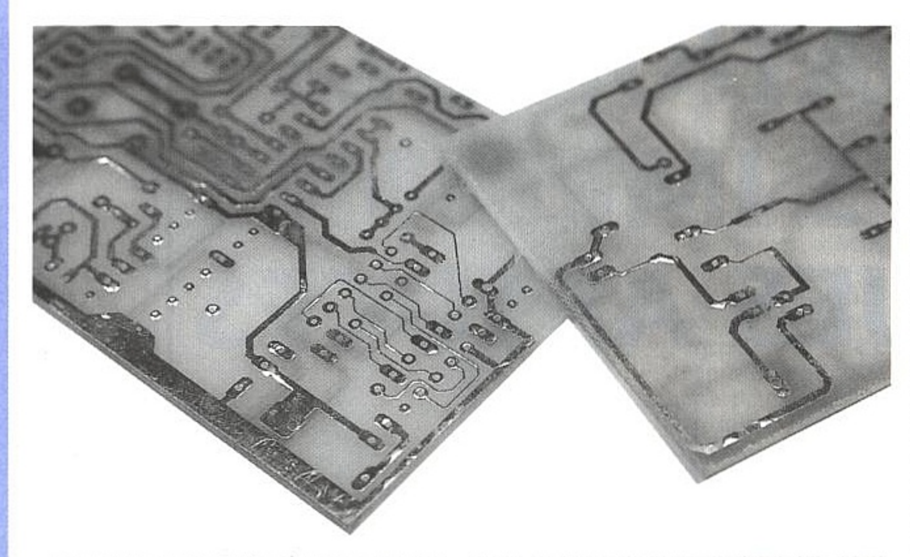
Mais le nombre de straps n'est pas le seul critère pour opter SF ou DF. Parfois, en HF, VHF, UHF, on ne peut s'y soustraire, idem pour l'usage de CMS qui s'impose dans certains cas. Ceci est laissé au choix du créateur d'un circuit, et si la reproductibilité passe par certaines contraintes, il est bon de les respecter sous peine de déboires au moment de la mise en route.

On pourrait d'ailleurs classifier les CIs dans les revues techniques, afin de préparer les lecteurs aux réserves d'usage. Voici une suggestion :

- Classe 1 * : réalisable par tous, même au feutre, en SF ou DF.

** Attention il s'agit là de notre classification et non celle utilisée par les professionnels du circuit imprimé.*





- Classe 2 : procédé photographique nettement conseillé, mais possibilité de réussite aux artistes du feutre ou des transferts.
- Classe 3 : procédé photographique indispensable (selfs imprimées, routage délicat, etc.)
- Classe 4 : fabrication industrielle imposée : DFTM.

Ainsi chacun saurait à quoi s'en tenir et pourrait s'engager dans plus de 90 % des réalisations proposées sans courir droit à l'échec et à la désillusion.
Attention il s'agit d'une classification «maison» et non de la classification standard classe 1 à 5 de la profession.

Les méthodes

Elles sont nombreuses et nous allons tenter de faire le tour de celles qui sont accessibles à l'amateur :
1 - Le Cutter ! Dangereuse à souhait (attention les doigts), elle permet pourtant d'obtenir par pelage du cuivre des circuits imprimés sans faire appel à la chimie. L'auteur n'a pas honte d'avouer que parfois il fait encore appel à cette technique pour certains montages simples à tester rapidement. Si on opère avec grand soin, il est tout à fait possible de surprendre les plus blasés d'entre nous, mais DANGER : un cutter est une arme redoutable ! Il faut commencer par percer tous les trous et les mettre aux bons diamètres. Ensuite, on procède au détourage des zones à isoler puis au pelage du cuivre. Ceci n'est permis que pour les classes 1 et 2, exceptionnellement 3 (mais possible).

■ *Figure 1.*

Toutes les autres formules imposeront la chimie et l'incontournable perchlorure de fer.
2 - Le feutre. Certains l'ont oublié, mais c'est une solution fort honnête pour un proto ou UNE seule maquette de classe 1 ou 2 exclusivement. Elle consiste à percer en premier lieu (comme pour le cutter) puis à «mettre de la matière» là où il le faut. Ceci impose de travailler vite : en effet, le cuivre ne doit comporter aucune trace d'oxydation pour être correctement réduit à l'attaque du perchlorure de fer. Bien menée pourtant (au besoin complémentée par grattage avec l'angle vif d'un cutter) elle autorise la reproduction et la création de maquettes ambitieuses en simple ou double face.
Les procédures suivantes nécessitent, outre la chimie, la création d'un film avec en contrepartie l'intéressante possibilité qu'est la reproductibilité, exclue précédemment.

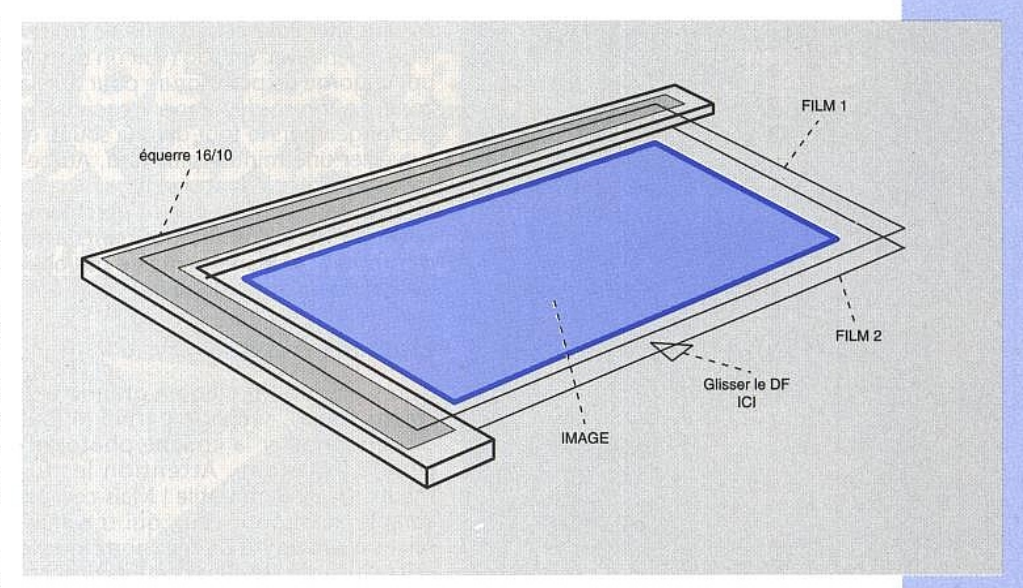
Faire un film

Le tout premier, pas le plus simple il est vrai, reste pourtant accessible à l'amateur. Il consiste à dessiner sur calque et à l'encre de chine l'image désirée. Ce peut être à la main, à l'aide de transferts, par photocopies sur calque, téléchargement, ou laissé à la charge d'un traceur ; mais tout revient au même : mettre en NOIR opaque les parties devant rester «cuivre» et laisser transparentes les zones à effacer (isoler) (pour du présensibilisé positif).
Si on peut entendre parfois affirmer que le calque est impropre à la concrétisation, c'est faux au moins jusqu'en classe 2 voire 3, et en mesure de freiner abusivement l'amateur dans ses élans créatifs.
Alary peut affirmer que TOUTES les maquettes qu'il a publiées dans ERP ont été faites à partir de calques. Les premières datent de 1983, alors si «ça n'avait pas marché», il le saurait !
Tout est question de méthode et de compréhension de phénomènes physiques très simples au demeurant.
- couches : il est impératif de prendre conscience de ce qu'on appelle la «couche» d'un film, car tout procédé de reprographie fait appel à cette notion qui conditionne la qualité des résultats obtenus.
Qu'est-ce que «la couche» ? C'est la surface qui a été sensibilisée par un trait, une impression ou le côté émulsion d'un film. Si on trace un trait sur une feuille de papier, la face concernée est la couche. Si on regarde une photo sur papier, le côté image est la couche. Et si on regarde une diapo ? Cette fois c'est la face mate, celle dont la lumière accroche le «relief», l'autre côté n'étant qu'un support transparent certes, mais un support uniquement, avec son épaisseur (comme pour une bande magnétique). Et c'est justement cette épaisseur qui pose parfois bien des problèmes quand on n'y prend garde.
La **figure 1** illustre ceci simplement. On a exagéré volontairement l'épaisseur du support et de la couche afin de présenter les deux cas. En a, la couche est tournée contre la plaque photosensible et les rayons de la source lumineuse (malgré le fait qu'ils ne sont pas parfaitement perpendiculaires au film) ne peuvent entraîner de déformations très sensibles au moment du report. Toutefois elles existent, et c'est la raison pour laquelle les machines à insoler professionnelles ont une grande distance source lumineuse - document. Sur une SERIPHO 50 x 65, il y a environ 80 cm entre les lampes UV et le châssis d'insolation.
Le second cas (b) met en évidence les déformations dues cette fois à l'écart couche - plaque. Outre un grossissement sensible des traits, on constate en pratique un «flou» sur les bords, ce qui modifie l'image originale dans des proportions non négligeables.
Il s'avère donc qu'un transfert correct ne peut se faire que couche contre couche. Aussi, avant de dessiner un circuit imprimé est-il bon de faire en sorte que la couche du film (ce peut être un calque) soit ensuite à plaquer contre la couche photosensible du circuit imprimé (ou d'un autre film).
Essayons de simplifier au maximum : si on dessine un circuit en SF, il est assez facile de ne pas se tromper car il suffit de tracer pistes et pastilles comme si on dessinait côté composants. De ce fait, on a une vue d'avion correcte et conforme à une implantation : la broche 1 d'un IC est bien placée comme on en a l'habitude sur le composant.
En double face, la face supérieure est beaucoup plus délicate car il faut la tracer à l'envers (comme vue par transparence ou reflétée dans une glace), et ce n'est pas très naturel. La broche 1 d'un IC se trouve cette fois sur le côté opposé (pin 14 d'un DIL-14 par exemple) ! Les logiciels de DAO font ceci très bien, c'est la fonction MIROIR. L'amateur peut aussi s'en sortir à condition d'avoir pris la peine de faire - du calque d'étude - une photocopie inversée et de travailler sur celle-ci pour la couche 2.
Une astuce : avant de tracer (ou pastiller), écrire LIRE sur un côté du calque

et COUCHE sur l'autre. Les traits et pastilles seront sur le côté couche et les textes sur le côté lire, ce dernier correspondant à ce que l'on verra quand la plaque sera gravée. Mais il existe un produit magique appelé REPROPHANE qui permet un double miracle :
1- On dispose après insolation sur la machine à UVs (donc sans chambre noire) d'un film solide et qui ne se déforme pas comme le calque.
2- On peut tracer comme on veut et pourtant avoir une couche correcte car le REPROPHANE est un film fin avec DEUX faces photosensibles. Il y en a donc toujours une qui sera conforme avec tel ou tel procédé de reprographie. En effet, si on fait un CI par photo ou par sérigraphie, les couches doivent être inversées.
Exemple : écrivez ERP sur un calque. Pour faire un CI par photo, il va falloir repasser sur les lettres, de l'autre côté du calque, à l'envers. Si on veut le faire en sérigraphie, il faut passer par une trame photosensible donc - comme nous l'avons dit - insoler cette dernière en couche contre couche avec le document. Cette fois c'est le premier ERP tracé qui va convenir : quand on révèle la trame, on lit bien ERP à l'envers mais - comme on peut s'en douter - la raclette tirant l'encre le fera côté toile et non côté émulsion. Donc comme on va retourner le cadre portant la toile, c'est bien le premier ERP qui sera dans ce cas la couche utile.
Le REPROPHANE présente donc cette rare particularité de présenter deux couches (qu'il faudra révéler des deux côtés, comme un CI DF) et donc d'être universel.
Une réserve importante pourtant : ne pas stocker de grosses quantités si on n'en a pas l'usage ! Le délai d'utilisation est de TROIS mois, ce que CITEL nous a bien confirmé. Si les feuilles se collent entre elles et que le sachet pue l'ammoniaque, inutile d'insister : les couches vont glisser à la révélation comme neige sur un toit au dégel.
Un bon conseil : quand vous achetez un sachet de REPROPHANE, exigez soit une date de fabrication en CLAIR sur le paquet, soit ouvrez le paquet chez le vendeur : les feuilles doivent être jaune clair, glisser aisément les unes sur les autres et ne pas «sentir» à un mètre.

Insolation DF

Quand on dispose des deux films, il ne reste plus qu'à les plaquer correctement sur chaque face d'une plaque d'époxy présensibilisée. Mais comment positionner les films en aveugle ? C'est très simple (voir **figure 2**) : avec des chutes d'époxy (ou toute autre matière d'épaisseur 16/10) on se fabrique une équerre en mesure d'englober largement la surface désirée. On y colle alors au moyen de bande adhésive un des films (attention au sens !) en veillant à laisser 5 mm de réserve sur les deux côtés. On retourne l'ensemble et on fixe le second film de la même manière quand il est en parfaite coïncidence avec le précédent. Le sandwich est alors prêt à recevoir la plaque de CI. Il suffit de la glisser entre les deux films, de la plaquer contre



l'équerre et de scotcher le tout de telle sorte que ça devienne un ensemble homogène et solide.
Il ne reste plus alors qu'à insoler en une fois (insoleuse DF) ou en deux fois (par retournement).
Astuces : pour éviter le gaspillage, prévoir 1 cm de «rab» tout autour de l'image pour le film, et idem pour le CI. Comme on laisse 5 mm de réserve dans l'équerre, il restera 5 mm pour bloquer la plaque.
Après insolation des deux faces, ne dégager que le CI : laisser l'équerre et les films calés pour une prochaine édition. Inutile également de retirer le scotch sur la plaque : ce sera toujours cela en moins à éliminer à la gravure. En quelques coups de cutter on récupère le bloc de films prêt pour une autre copie.

Défauts

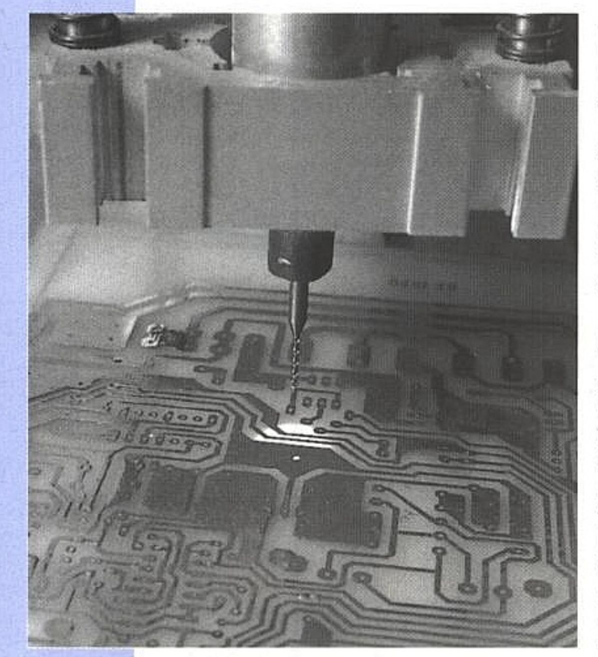
Les défauts que l'on peut rencontrer sur les plaques présensibilisées sont de quatre types :
1 - rayures importantes sur les feuilles de protection, dues à un mauvais stockage.
2 - des poussières sont enfermées sous les feuilles de protection. On peut les observer avant d'acheter car elles créent de petites bulles et - quand on retire la pellicule -, elles se matérialisent 80 fois sur cent par du cuivre à nu (la «micro-coupure» assurée) !
3 - les bords des plaques (300/600) sont plus ou moins bien présensibilisées, au point de constater un «évanouissement» de la couche sur 2 cm. Inutilisables.
4 - parfois c'est l'inverse : on découvre des taches matérialisant une surenduction de photosensibilisation. A nouveau il faut jeter car une image qui se trouve à cheval sur une telle zone sera - après insolation - révélable partout SAUF dans cette zone. L'auteur a cru devenir fou quand il est tombé sur une telle tache à cheval sur quatre circuits (diamètre de la bavure 10 cm).
Dans les trois premiers cas on peut parfois rattraper le coup avec une petite retouche au feutre (avant révélation, donc à sec), mais le quatrième est sans solution.

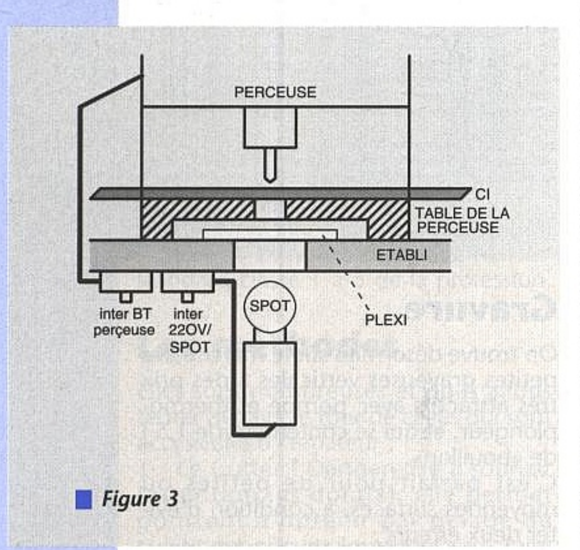
Gravure

On trouve désormais sur le marché des petites graveuses verticales à des prix très attractifs avec pompe et thermoplongeur, et qui se contentent de 1,5 l de «bouillon».
C'est parfait pour de petites ou moyennes surfaces, à condition d'éviter deux erreurs :
1 - s'assurer que le réglage de chauffe est bien réglé et qu'il se stabilise vers 40 °C. L'auteur a été appelé au téléphone alors que la machine était en chauffe pour la première fois, et une demi heure plus tard moitié du perchlorure avait été éparpillé alentour et la cuve était gonflée comme une outre !
2 - ne jamais vider la machine quand elle est chaude, encore moins la remplir : le choc thermique ferait éclater l'ampoule du thermo, qui, il faut le reconnaître, est bien fine comparativement aux modèles que l'on trouve pour aquariums.

Astuces :

- placer la pompe en élévation, au moins à 20 cm au dessus de la machine. En effet, les pompes à membrane ont la particularité quand on les arrête, de présenter un bref effet de retour qui conduit un instant à les rendre aspirantes (un peu comme un retour de manivelle). Oh c'est très bref, mais il faut interdire tout renvoi vers la pompe car au bout d'un an cette dernière serait HS (vibreur oxydé à l'extrême).
- des petites pinces sont livrées avec la machine pour suspendre les CIs dans le bouillon. Comme il est légitime d'envisager de graver deux SF en les





■ *Figure 3*

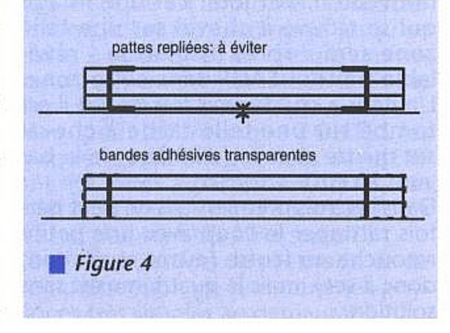
plaquant dos à dos, il faut savoir que si les pinces le permettent «une fois», elle ne retrouveront jamais leur retrait original et ne pourront donc plus maintenir une plaque seule (SF ou DF).
Nous proposons ceci : sur les trois pinces en général livrées, en affecter deux à cette «déformation irréversible» et garder la troisième pour le DF. Mais rien n'est perdu : avec deux toutes petites cales de CI, on peut compenser la déformation et aussi assurer une prise en pinces plus aisée, pour peu qu'elles soient taillées comme une rampe d'accès ou un tremplin.
- Il y aurait encore de nombreuses solutions pour la suspension des cartes à graver ! En voici une pour les petites séries : deux plaques SF encore protégées sont percées ensemble (dos à dos) dans la marge de sécurité, de deux trous de 1,5 mm. Une fois insolées et révélées on engage un fil (de pêche par exemple) dans les trous afin de les assembler avant gravure. Cette technique permet de réduire au minimum les déchets car 2,5 mm peuvent largement suffire alors qu'une pince exige au moins le double.
- Si en surveillant la gravure on constate l'apparition de «petites fleurs» dans les zones à user, il ne faut pas attendre : ce sont des surfaces grasses à éliminer au plus vite. Pour cela, il suffit de frotter légèrement avec un pad (voir un demak up) engorgé de perchlorure pour que la zone douteuse devienne «rose clair». Replonger alors le tout dans la soupe et surveiller une minute plus tard. Au besoin compléter le traitement.
NOTA : tout contact peau / perchlorure est à éviter. Prendre des gants avec ce produit : le plaisir ne passe pas obligatoirement par la douleur !

Etamage à chaud

Après gravure, rinçage à grande eau (recto-verso), séchage partiel; il faut alors dépouiller la couche photosensible à l'Acétone. Attention les fumeurs, très inflammable ! Mais ceci est valable aussi pour ceux qui travailleraient à proximité de n'importe quelle autre source de flamme (gazinière, chalumeau, etc.).
Break : si vous devez abandonner pendant une heure ou deux ce travail, choisissez le stade «rinçage» et gardez vos plaques entre deux feuilles de Sopalin (ou équivalent).
Une fois le cuivre à nu, un brossage à la gomme pour CI doit le rendre d'un brillant parfait : utilisée bien à plat - et ce sur sa plus grande surface -, une gomme à 10 F peut rendre d'excellents services pendant 10 ou 15 ans. En 6 ans l'auteur, gros gourmand, n'en a pas usé le premier tiers.
Il faut ensuite procéder rapidement à l'étamage. Qu'on nous pardonne, mais toutes les formules chimiques (étain à froid / argenture / dorure) nous ont déçu et coûté fort cher. La formule que nous adoptons depuis de nombreuses années exploite la graisse HAMPTON, utilisée en plomberie, pour faciliter les soudures des tuyaux en cuivre.
Il y avait jadis de nombreuses réserves à son usage : corrosive, effluves acides, contact avec la peau fort désagréable, nettoyage des surfaces au trichloréthylène indispensable.
GEB a fait depuis des merveilles : garder tous les avantages d'un excellent produit et en éliminer les inconvénients secondaires. Un bel exemple à suivre !
On trouve donc désormais la graisse HAMPTON HP3 en tube plastique, avec en plus :
1 - plus efficace même à basse température.
2 - sans fumées désagréables
3 - ne créant pas de corrosion ultérieure
4 - se nettoyant à l'eau.
Et c'est VRAI ! Utilisant cette graisse depuis 1972 l'auteur avait fait une balance entre ses avantages et ses inconvénients. Les premiers étant incontestables, il avait fait passer les seconds en «précautions d'emploi». Avec la HP3 (en service sur plusieurs m² de CIs depuis 1 an et demi) tous les inconvénients sont tombés comme par magie : Une noisette de HP3 par dm², soigneusement étalée sur le cuivre, et le fer à souder devient un vrai pinceau à étain. A noter encore que les pannes longue durée résistent à la HP3 ce qui n'était pas le cas avec la précédente version. Par ailleurs, un SF ou DF étamé peut être nettoyé et devenir brillant à souhait en étant brossé dans un simple mélange EAU + Lessive (liquide de préférence). Le trichlo est inutile.
GEB, 30 rue de l'industrie, 93000 BOBIGNY, tél : 48.45.57.70.

Perçage

Vaste programme !
Nous ferons ici au plus vite en livrant deux astuces seulement :
1- le principal problème rencontré est d'identifier tous les trous, notamment ceux qui se cachent dans les plans de masse. Pour cela il faut les «voir», sans ambiguïté.
Aussi l'auteur a-t-il mis en pratique une méthode simple et très performante : elle consiste à éclairer le plan de travail par le dessous. Elle est illustrée **figure 3**, et part du principe que tout support de perceuse est débouchant par défaut. Donc le socle est percé à 10 mm environ.
Si on fait un trou dans l'établi (12/14/16 mm) et que l'on fixe un spot (40 W maxi) derrière ce trou, une fenêtre lumineuse est ouverte permettant le repérage aisé jusqu'à trois épaisseurs d'époxy.
Point de détail : afin d'éviter que les copeaux ne viennent brûler sur le spot, un simple plexi de 2 à 5/10 collé ou cloué au dessus du trou convient fort bien.
2- Pour de petites séries, percer par deux ou trois pièces à la fois est intéressant. La méthode classique est la suivante : percer quatre trous au plus proche des coins de chaque carte et engager celles-ci dans quatre piges du type «pattes de résistances».
Tout ceci est bien beau dans son principe, mais si on recourbe les pattes afin de bloquer les cartes, l'assemblage ne plaque pas correctement sur le support et la casse de forets est fréquente.
La **figure 4** donne une solution : les piges sont coupées à raz de part et d'autre mais immobilisées par des bandes adhésives transparentes. C'est simple mais particulièrement efficace et facile à désassembler !



■ *Figure 4*

Conclusion

Ces quelques remarques pratiques n'ont pas la prétention d'avoir fait le tour de toutes les questions qu'un amateur peut se poser au moment de réaliser un circuit imprimé. Loin s'en faut ! En classe 4 il faudra impérativement faire appel à un professionnel et à des procédés industriels. C'est inéluctable. Mais pour les classes 1 à 3 un amateur, avec des moyens très modestes, peut s'en sortir très élégamment.

Jean ALARY



LES ispGDS LATTICE : DES MATRICES NUMÉRIQUES TÉLÉCHARGEABLES



Loin de se contenter d'avoir lancé le premier GAL22V10 programmable «en circuit» (voir notre N°562), LATTICE propose également toute une famille de composants téléchargeables selon le même principe dit «isp» (in circuit programmable). Particulièrement simples à mettre en œuvre, les ispGDS (isp Generic Digital Switches) sont destinés à remplacer les «dipswitches», cavaliers, et autres straps configurables manuellement, par une matrice de commutation non volatile mais programmable au travers d'un simple bus à quatre fils. De quoi aller bien plus loin que les applications classiques de simples barrettes d'interrupteurs, malgré un encombrement comparable voire inférieur...

Une matrice de commutation universelle

Même s'il existe des modèles inverseurs, la plupart des barrettes de «dipswitches» sont constituées de micro-interrupteurs unipolaires, totalement isolés les uns des autres.
On les utilise le plus souvent selon un schéma inspiré de la **figure 1**, qui suppose la création d'un point commun (masse ou Vcc) entre tout ou partie des interrupteurs.
L'adjonction d'un réseau de résistances en boîtier SIL (ou d'autant de résistances de tirage «discrètes» que nécessaire) permet à chaque interrupteur de délivrer un niveau logique haut ou bas selon sa position.
Mais on peut aussi monter certains «dipswitches» comme le montre la **figure 2**, pour aiguiller des signaux de façon rudimentaire.
Bien entendu, les choses se compliquent si on souhaite sélectionner un signal parmi plusieurs : il faut alors soit commander un multiplexeur par des interrupteurs, soit réunir plusieurs interrupteurs dont il faudra veiller à ne fermer à chaque instant qu'un et un seul (on se tourne alors plus volontiers vers des cavaliers embrochables).

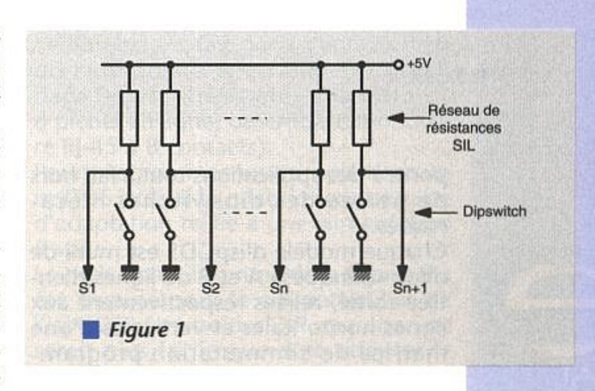
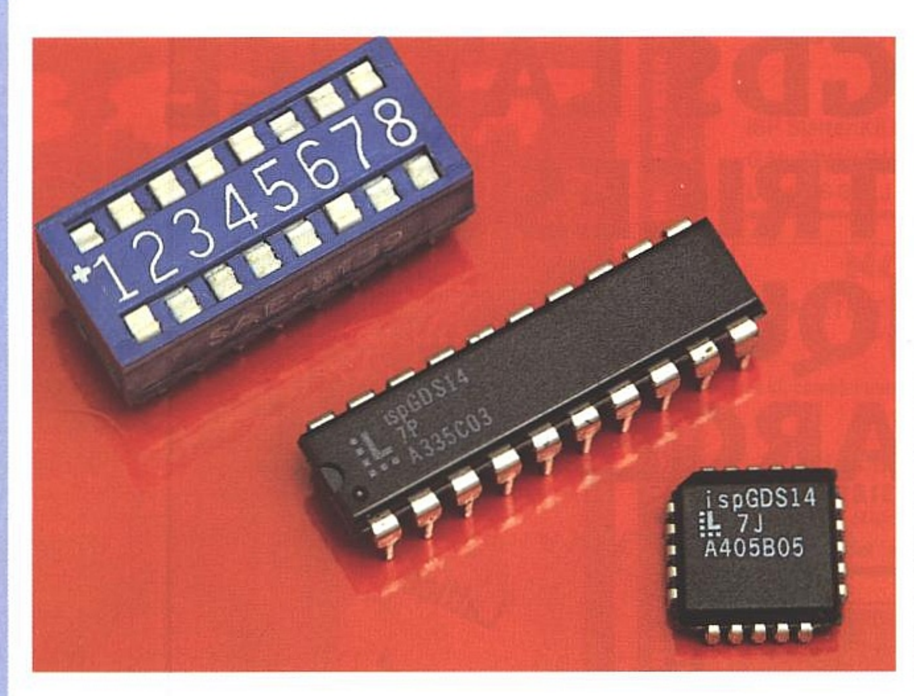


Figure 1

La conception de la matrice de commutation des ispGDS apporte infiniment plus de souplesse, ouvrant la



porte à des applications tout à fait hors de portée des dipswitches mécaniques.
Chaque modèle d'ispGDS est muni de deux «banques» A et B de lignes d'entrée-sortie, reliées respectivement aux lignes horizontales et verticales d'une matrice de commutation programmable par téléchargement.
Mais chaque ligne d'entrée-sortie est munie en supplément d'une «macrocellule» (pour utiliser le vocabulaire propre aux réseaux logiques programmables), elle-même programmable par téléchargement.
Il s'agit essentiellement d'une sorte de multiplexeur, qui permet de configurer à volonté chaque broche d'une banque donnée soit en entrée, soit en sortie.
Chaque broche de sortie ainsi définie peut être reliée soit à un niveau logique haut ou bas permanent, soit à une broche d'entrée appartenant à la banque opposée, avec ou sans complémentation.
Les trois bits nécessaires à la programmation de chaque multiplexeur selon les cinq configurations possibles résumées à **la figure 4** sont, comme ceux qui définissent les points de connexion de la matrice, enregistrés dans l'ispGDS de façon non-volatile (technologie EECMOS).
Le contenu d'un ispGDS demeure donc intact lors de la mise hors tension ou même du débrochage ou dessoudage du composant.
La programmation (ou la reprogrammation après effacement) se fait au travers d'un simple bus à quatre fils véhiculant des niveaux logiques CMOS. Pas besoin donc de programmateur à proprement parler, celui-ci étant virtuellement incorporé dans le composant !
Un ispGDS peut par conséquent être programmé soit au moyen d'un simple cordon de téléchargement relié au port parallèle d'un compatible PC, soit carrément «en circuit» sous le contrôle du processeur «hôte».
On mesure aisément la puissance de ce concept, qui se prête tout particulièrement à la réalisation de cartes d'extension «plug and play» pour PC : plutôt que de faire manœuvrer des dipswitches ou des cavaliers par l'utilisateur final, on peut en effet confier pratiquement toutes les opérations de configuration à un simple logiciel d'installation largement automatisé.

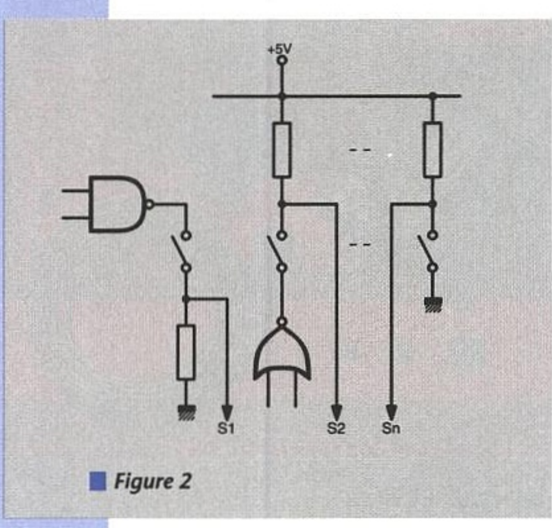


Figure 2

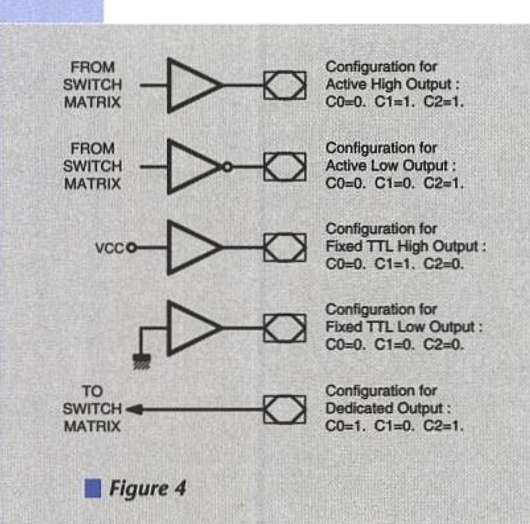


Figure 4

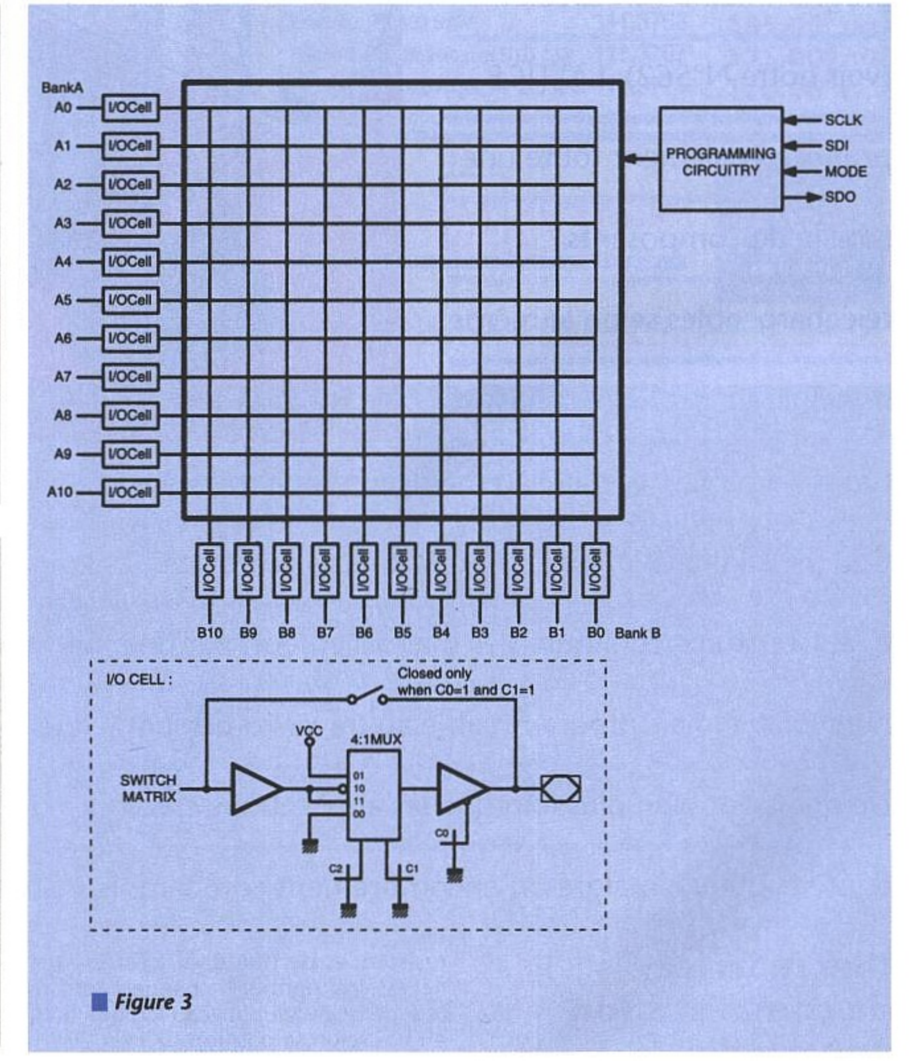


Figure 3

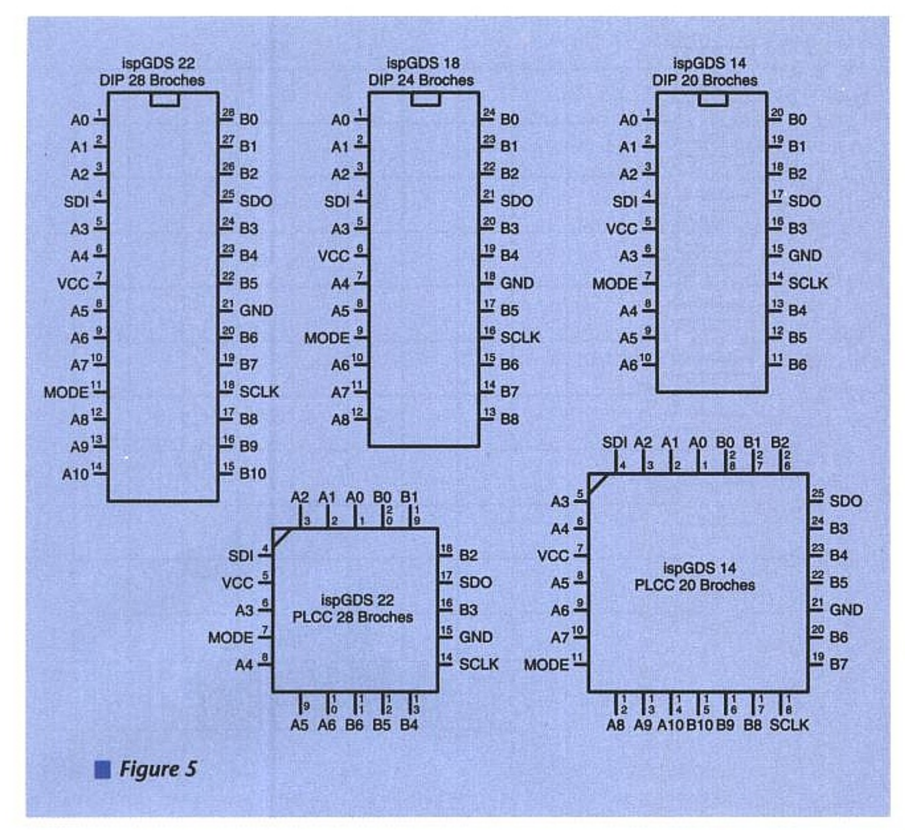


Figure 5

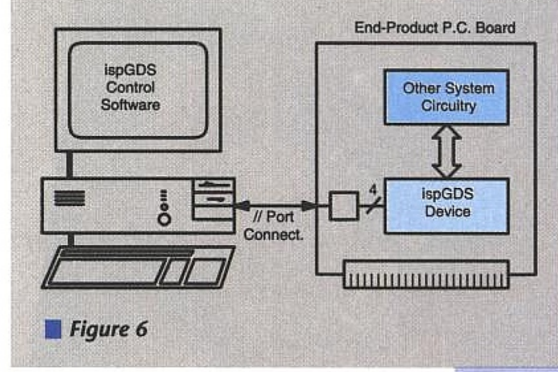


Figure 6

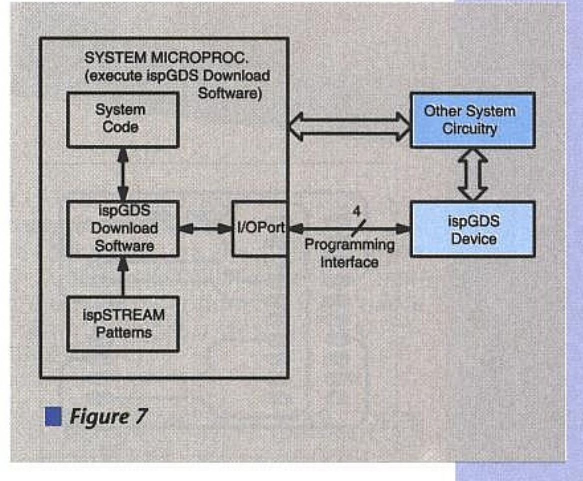


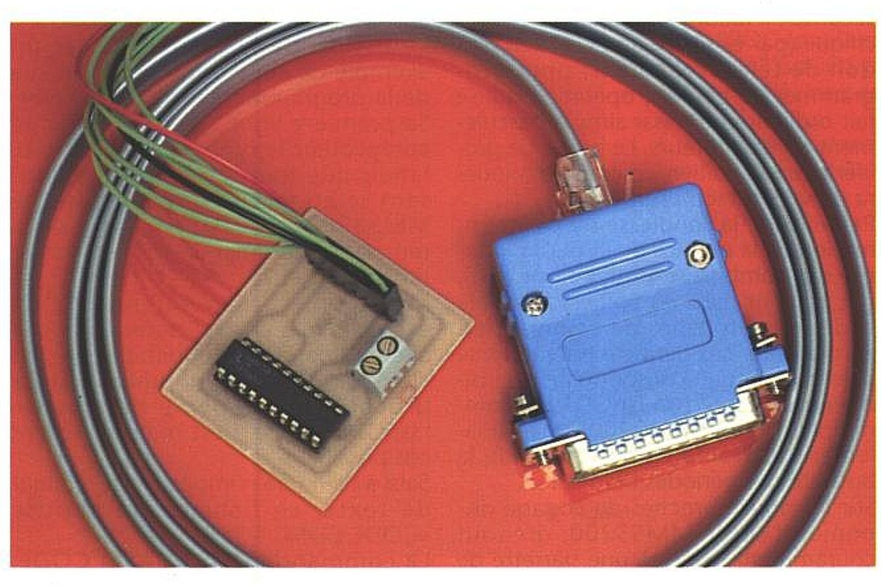
Figure 7

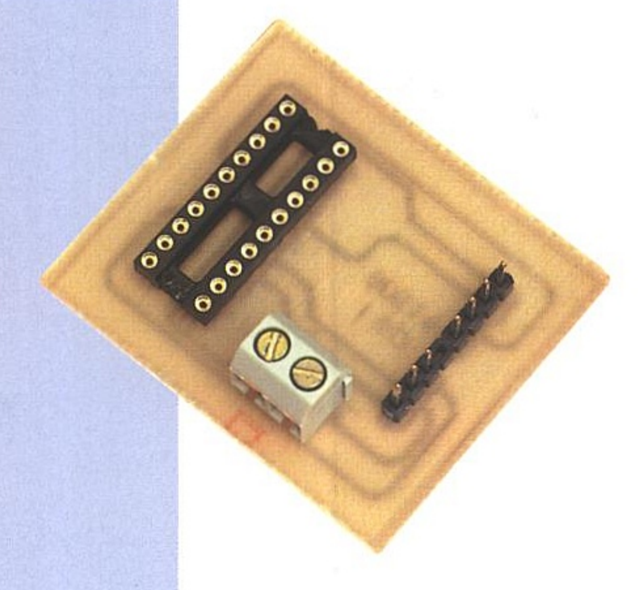
Les membres de la famille

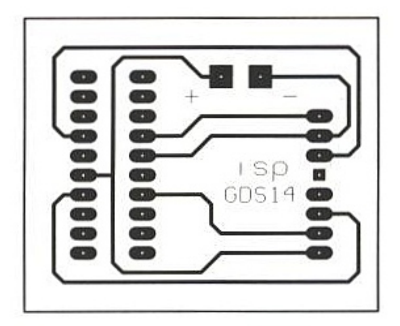
Tout comme les dipswitches mécaniques existent avec différents nombres d'interrupteurs, les ispGDS sont disponibles avec deux banques de 7, 9, ou 11 lignes d'entrée-sortie, ce qui correspond aux références ispGDS14, ispGDS18, et ispGDS22.
La **figure 5** fournit le brochage des boîtiers DIP «étroits» à 20, 24, et 28 broches disponibles pour ces trois références, et des boîtiers PLCC à 20 et 28 broches dans lesquels peuvent aussi être présentés les ispGDS14 et ispGDS22.

La programmation des ispGDS

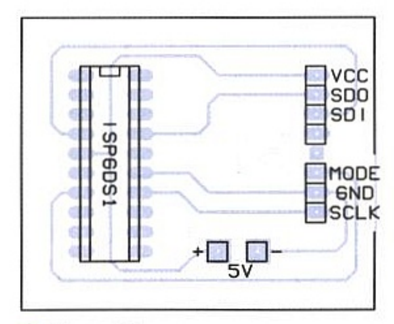
Le protocole de téléchargement des ispGDS est intégralement dévoilé par LATTICE dans son «data-book» 1994, ce qui permet en principe à l'utilisateur d'écrire lui-même les logiciels nécessaires, soit pour la programmation à partir d'un PC (**figure 6**), soit pour la reprogrammation autonome au sein de n'importe quel système «hôte» (**figure 7**).
Mais en pratique, il est bien plus facile de profiter des programmes que fournit LATTICE dans son «isp STARTER KIT».
Rappelons que ce kit vendu à un prix tout à fait symbolique contient non seulement les cordons de téléchargement par un port parallèle de PC, mais aussi des échantillons de composants isp et tous les logiciels nécessaires à leur mise en œuvre, y compris de nombreuses sources en langage C.
Ayant déjà mis ce kit à contribution pour programmer l'ispGAL22V10, le passage aux ispGDS est véritablement un jeu d'enfant !
La principale différence est que LATTICE fournit cette fois non seulement les utilitaires de téléchargement proprement dits, mais aussi un compilateur capable de construire un fichier JEDEC à partir d'instructions écrites en langage clair.
En effet, si les compilateurs pour 22V10 abondent sur le marché (par exemple PROLOGIC), ceux-ci se font plus rares pour les ispGDS qui sont des produits exclusifs de LATTICE.
Le fichier JEDEC produit par le compilateur GASM.EXE décrit sous la forme normalisée la plus populaire, quels sont les «fusibles» à détruire (1) et à laisser intacts (0).
La correspondance entre les numéros JEDEC des fusibles et les bits de configuration des trois références d'ispGDS est donnée par la **figure 8**, ce qui doit permettre à la plupart des fabricants de programmateurs de faire supporter les ispGDS à leurs appareils, moyennant une simple mise à jour logicielle ou éventuellement l'ajout d'un adaptateur.
Mais en ce qui nous concerne, nous allons bien entendu faire appel au cordon du «starter kit» !
Comme dans le cas de l'ispGAL22V10, ce cordon est fait pour s'enficher sur un connecteur spécialement prévu dans le système «hôte» (barrette de 8 picots en ligne, ou embase modulaire RJ-45 à 8 contacts).
Pour programmer tout simplement un ispGDS isolé, il faut fabriquer une carte d'adaptation reliée à une alimentation 5 volts.
Le petit circuit imprimé de la **figure 9** a été dessiné pour le cas particulier de l'ispGDS14 en boîtier DIP, mais rien ne serait plus facile que d'en adapter le tracé pour n'importe quel autre modèle d'ispGDS, en repartant des brochages fournis à la **figure 5** : il suffirait de faire arriver aux bonnes broches les



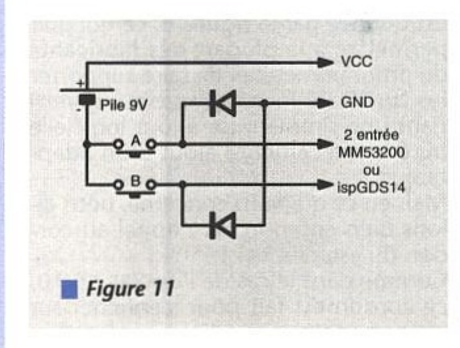




■ *Figure 9*



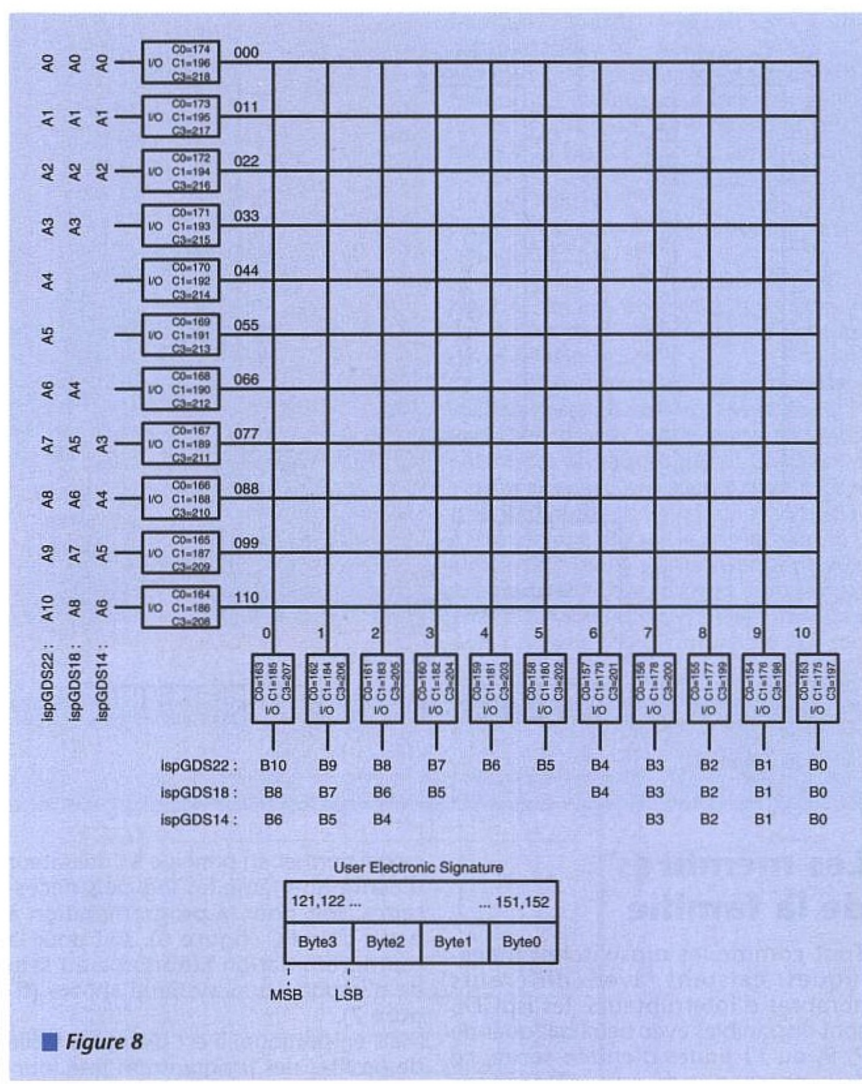
■ *Figure 10*



■ *Figure 11*

deux fils d'alimentation (GND et VCC), ainsi que les quatre fils du bus de téléchargement (SDO, SDI, SCLK, et MODE), toutes les autres broches pouvant rester «en l'air».

Le plan de câblage de la **figure 10** explique comment monter le support DIL à 20 broches (petit écartement), le bornier à vis pour l'alimentation 5 V externe, et la barrette sécable à 8 picots carrés dont on coupera ou arrachera celui correspondant au détrompeur de la fiche AMP du cordon de téléchargement.



■ *Figure 8*

Un exemple de mise en œuvre

Pour illustrer de A à Z le développement d'une application à base d'ispGDS, nous avons choisi un exemple très simple mais représentatif de certains des «plus» qu'apportent ces composants par rapport aux interrupteurs mécaniques.

Il s'agit du remplacement, dans un boîtier de télécommande codée à MM53200, du dipswitch de codage par un ispGDS14.

L'avantage est évident en matière de sécurité : il faudra un appareillage spécifique (par exemple un PC et son cordon de téléchargement) pour programmer les boîtiers, opération qui se fait ordinairement par simple basculement d'interrupteurs. Le risque de prolifération de boîtiers «pirates» diminuera donc spectaculairement !

Par ailleurs, la souplesse de programmation de la matrice de l'ispGDS autorise des combinaisons plus complexes, notamment dans les boîtiers à double code (deux touches de commande). En pratique, ces perfectionnements se paieront par une consommation sensiblement accrue (un ispGDS consomme plus qu'un MM53200), mais finalement tolérable compte tenu de la brièveté des périodes d'émission.

Sur les douze broches de codage disponibles sur le MM53200, dix sont couramment reliées à une barrette de micro-interrupteurs tandis que deux sont pilotées, selon la **figure 11**, chacune par une des deux touches de commande, lesquelles se chargent en plus de la mise sous tension générale grâce à deux diodes.

Dans notre projet de variante à ispGDS, les douze broches de codage du MM53200 rejoignent autant de sorties de l'ispGDS14, dont les deux lignes d'entrée-sortie restantes serviront d'entrées pour les deux touches de commande.

Cette interconnexion, récapitulée dans le tableau de la **figure 12**, permet beaucoup plus de liberté dans le choix des codes affectés aux deux touches.

Le listing de la **figure 13** est un exemple de code-source écrit en vue de la programmation de l'ispGDS14. Sa première ligne sert à indiquer au compilateur le type d'ispGDS choisi, tandis que toutes les autres définissent le code que devra utiliser le MM53200 : 1101011000, les deux touches de commande agissant sur ses broches 11 et 12.

Mais ce n'est bien entendu qu'un exemple, que chacun pourra modifier à loisir à condition toutefois de ne pas chercher à faire communiquer deux broches d'une même banque de l'ispGDS14 : ce n'est matériellement pas possible !

Saisi à l'aide de n'importe quel éditeur de texte, ce fichier sera baptisé «CODE.GDS».

La commande DOS «GASM CODE.



```
device = ispgds14
pin18 = h
pin16 = h
pin13 = l
pin12 = h
pin11 = l
pin1 = h
pin2 = h
pin3 = l
pin6 = l
pin8 = l
pin9 = pin20
pin10 = pin19
```

Figure 13

GDS» déclenchera alors la compilation, selon le processus reproduit à la **figure 14**.
Sauf erreurs dans le code-source (qui seraient naturellement signalées par le compilateur) le résultat de l'opération est un fichier documentaire «CODE. DOC» reproduit à la **figure 15**, et un fichier JEDEC «CODE.JED» listé à la **figure 16**. Ce fichier JEDEC pourrait être directement compris par un programmateur du commerce supportant les ispGDS, mais avec le «starter kit», il faut transiter par un format intermédiaire propre à LATTICE et d'ailleurs bien plus compact, dit «ispSTREAM».
La conversion sera effectuée au moyen de l'utilitaire JEDTOISP (attention, malgré un nom identique ce n'est pas le même que celui destiné aux ispGAL22V10 !).

```
C:\GDS>gasm code.gds
 GASM: ispGDS Assembler
     copyright (c)1992 Lattice Semiconductor, written by Guy Townsend

 CAUTION: This is the BETA release. Use at your own risk.

Reading Source file

Fuse Checksum = EE6

JEDEC file successfully written to disk

DOC file successfully written to disk

C:\GDS>
```

Figure 14

```
Document file from GASM
Source File: code.gds

Device: ispGDS14

EQUATIONS
  PIN 1 = HIGH
  PIN 2 = HIGH
  PIN 3 = LOW
  PIN 6 = LOW
  PIN 8 = LOW
  PIN 9 = PIN 20
  PIN 10 = PIN 19
  PIN 11 = LOW
  PIN 12 = HIGH
  PIN 13 = LOW
  PIN 16 = HIGH
  PIN 18 = HIGH
```

Figure 15

broche MM53200	broche ispGDS14	signal ispGDS14	entrées ispGDS14
1	18	B2	–
2	16	B3	–
3	13	B4	–
4	12	B5	–
5	11	B6	–
6	1	AO	–
7	2	A1	–
8	3	A2	–
9	6	A3	–
10	8	A4	–
11	9	A5	–
12	10	A6	–
–	20	B0	bouton A
–	19	B1	bouton B

Figure 12

```
JEDEC file for ispGDS14 , created on 6/2/1994
Created by GASM v1.0


*
F0*
QP20* QF219*
L0000
11111111111
11111111111
11111111111
11111111111
11111111111
11111111111
11111111111
11111111111
11111111111
11111111110
11111111101*
L0121
00000000000000000000000000000000*
L0153
1100000000000000000000*
L0175
0011000001011000000011*
L0197
1100000000011000000000*
CEE6*
♥0000
```

Figure 16

La commande DOS «JEDTOISP CODE.JED» donnera alors pour résultat un fichier ispSTREAM nommé «CODE. ISP».
Le cordon étant branché sur LPT1 : du PC et l'alimentation 5 V étant sous tension, il ne restera plus qu'à lancer l'utilitaire GDS-PROG (par la commande DOS «GDS-PROG CODE.ISP») pour que l'ispGDS placé sur l'adaptateur se trouve programmé et vérifié, avec émission des messages que reproduit la **figure 17**.
L'ultime étape consiste alors à installer l'ispGDS sur la carte qui l'attend, ou encore à le faire fonctionner provisoirement sur une plaquette de connexions sans soudure.
Facile, n'est-ce pas ?

```
Programming.... Please wait.

Erased...
Programming
Programming Complete
Verifying.... Please wait.

 Device programmed and verified!
```

Figure 17

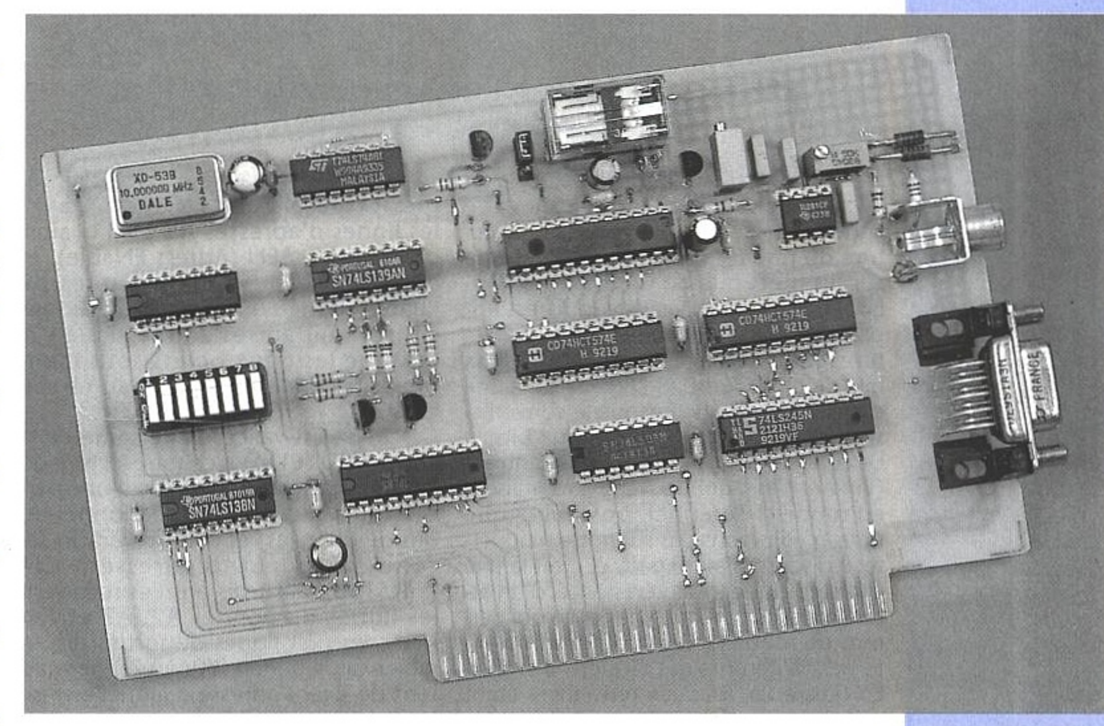
Pour tout renseignement :
LATTICE Semiconducteurs
Bâtiment Homère
Les Algorithmes
91190 ST AUBIN
Tel. (1) 69 33 22 77

Patrick GUEULLE



CARTE CAN 10 BITS APPLICATION À UN RLC-MÈTRE

Suite à l'article publié le mois dernier et décrivant la réalisation d'une platine de mesures multi-fonctions, nous vous proposons ce mois-ci la carte qui en permettra la commande à l'aide d'un micro-ordinateur compatible PC, ainsi que le logiciel disponible sur notre serveur. Les lecteurs n'ayant pas réalisé la platine de mesures pourront utiliser la carte A/D à d'autres fins, comme nous le verrons par la suite.



Bien que la carte de mesures puisse être utilisée seule, il nous a semblé plus élégant et surtout plus pratique de la piloter par ordinateur puisque les résultats de mesure doivent pour partie ensuite être traités par calculs.
Chacun pourra alors, selon l'utilisation souhaitée, concevoir son ou ses propres logiciels, ce qui sera plus approprié que l'utilisation d'une calculatrice.
Afin que les tensions lues le soit le plus précisément possible, il a été nécessaire d'utiliser un convertisseur traitant les tensions d'entrée sur 10 bits, ce qui donne une résolution de 4,88mV dans le pire des cas.
Certains puristes trouveront cette valeur encore trop élevée. Pour notre part, nous pensons que cela autorise une précision suffisante dans la plupart des applications, en tous cas en ce qui concerne l'Amateur électronicien.
Nous aurions en effet pu utiliser un convertisseur 12 bits, ce qui aurait porté la résolution à 1,22mV, mais aurait du même coup multiplier le prix du composant par 4 ou 5 et engendré un prix de revient exhorbitant pour cette réalisation. Nous n'avons pas jugé la chose utile.

Le convertisseur AD7579

Le AD7579 est un convertisseur A/D 10 bits utilisant la technique d'approximations successives. Sa représentation schématique est représentée en **figure 1**. Une durée de 20µs lui est nécessaire afin de convertir une tension d'entrée en un mot de 10 bits. Il fonctionne à l'aide d'une horloge dont la fréquence est de 2,5MHz maximum. Sa vitesse d'échantillonnage est de 50kHz, ce qui permet la digitalisation d'un signal d'entrée de fréquence maximale de 25kHz.
Il est entièrement compatible avec divers microprocesseurs puisqu'il possède de 5 broches de contrôle : WR/, RD/, CS/, RDY et INT/. Ces deux dernières fonctions ne seront pas utilisées par notre carte, mais présentent un intérêt certain lorsque la vitesse maximale d'échantillonnage est requise. En effet, la sortie RDY présente un niveau bas durant tout le cycle de conversion, et un état haute impédance lorsque celle-ci est achevée. Inversement la sortie INT/ présente un état haute impédance durant le cycle de conversion, et revient ensuite à un niveau bas. Ceci permet au microprocesseur d'enchainer les opérations de conversion et de lecture des résultats sans délai et autorise la vitesse de conversion maximale.

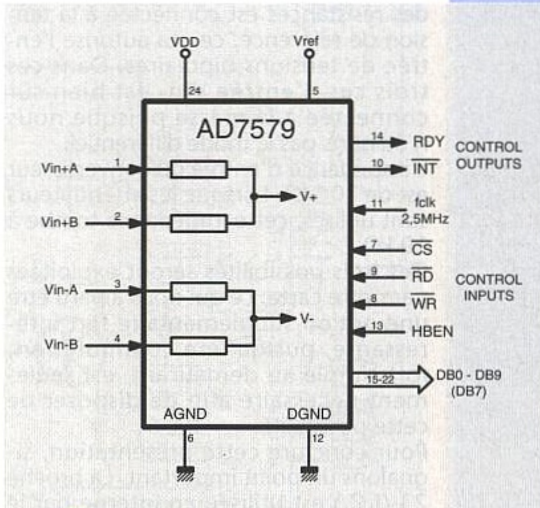


Figure 1 : brochage de l'AD7579.

Le AD7579 ne disposant que de huit lignes de données, il lui a été adjoint une ligne d'entrée supplémentaire ap-



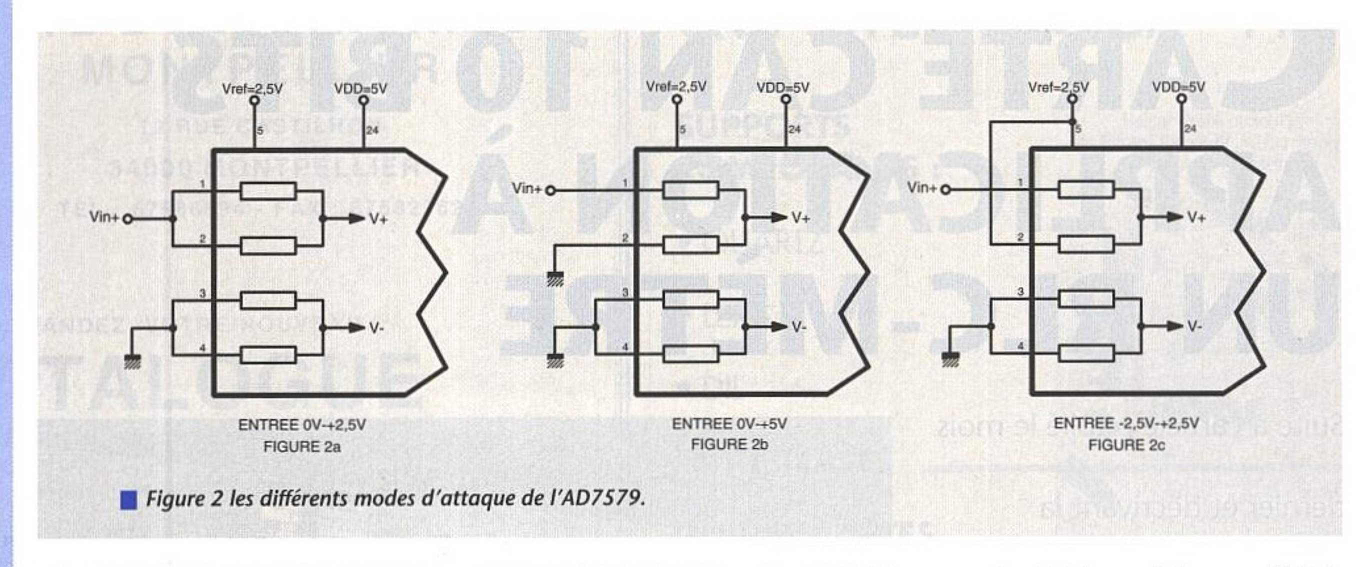


Figure 2 les différents modes d'attaque de l'AD7579.

pelée HBEN (Highs Bits ENable). Lors du processus de lecture, lorsque sur cette ligne est présenté un niveau bas, la lecture du résultat de la conversion porte sur les huits bits de poids faible (D0-D7). Lorsqu' un niveau haut lui est appliqué, toujours lors de la phase de lecture, cette dernière concerne les deux bits de poids fort (D8-D9). Cela est une chose fort pratique lorsque le convertisseur est employé sur un bus huit bits.
Le convertisseur présente deux entrées (Vin+ et Vin-) qui peuvent être utilisées en mode différentiel, possibilité que nous n'utiliserons pas sur notre maquette. Il dispose d'autre part, et c'est là une caractéristique très intéressante, d'un atténuateur sur chaque entrée, ce qui permet de modifier sans composants externes, la gamme des tensions d'entrée. En **figure 2a**, les deux résistances étant mises en parallèle, aucune atténuation n'est effectuée, et la tension maximale d'entrée est fixée à 2,5V, la tension de référence utilisée par le circuit intégré présentant cette même valeur. En **figure 2b**, la tension d'entrée étant divisée par deux, la tension maximale acceptable est portée à 5V. En **figure 2c**, l'une des résistances est connectée à la tension de référence, ce qui autorise l'entrée de tensions bipolaires. Dans ces trois cas, l'entrée Vin- est bien sûr connectée à la masse puisque nous n'utilisons pas le mode différentiel.
L'impédance d'entrée du convertisseur est de 10 MΩ. Lorsque les atténuateurs sont utilisés, cette impédance tombe à 10 kΩ.
Ces trois possibilités seront exploitées par notre carte, ce qui nous a paru être une option supplémentaire fort intéressante, puisqu'une commutation, fort simple au demeurant, est seulement nécessaire afin de disposer de cette possibilité.
Pour conclure cette présentation, signalons un point important. La broche 23 (I.C.) est utilisée en interne par le convertisseur et ne doit pas être utilisée, comme par exemple afin de servir de traversée entre les deux faces d'un circuit imprimé.

Le schéma théorique

Il est représenté en **figure 3**. La carte utilise une seule adresse dans le domaine réservé du compatible PC. Le décodage est confié à deux circuits intégrés. CI1 reçoit sur ses entrées Q0 à Q7 les lignes d'adresses A5 à A11, ainsi que la ligne AEN (Adress ENable), et compare les niveaux logiques de chaque ligne aux niveaux appliqués sur ses huit autres entrées P0 à P7. Lorsque les deux octets sont identiques, sa ligne P=Q passe au niveau bas.
Ce circuit est validé par la sortie de la porte AND (CI3A) à chaque lecture ou écriture. La ligne P=Q valide d'une part CI2 (amplificateur bidirectionnel du bus de données) et d'autre part un second décodeur d'adresses, CI4 (74LS138). Ses trois entrées reçoivent les lignes d'adresses A2, A3 et A4. Ainsi, les huit lignes de sorties disponibles sur le boîtier (Y0/ à Y7/) permettent de fixer l'adresse à laquelle se situera la carte :
SW1-1 : H300 à H303
SW1-2 : H304 à H307
SW1-3 : H308 à H30B
SW1-4 : H30C à H30F
SW1-5 : H310 à H313
SW1-6 : H314 à H317
SW1-7 : H318 à H31B
SW1-8 : H31C à H31F
Comme on le constate, on dispose encore à l'intérieur de chaque adresse, de quatre emplacements disponibles décodés à l'aide de CI6, un 74LS139 (double décodeur 1 parmi 4). Le premier (CI6A) est validé par le signal IOWR/ combiné à l'aide d'une porte OU (CI5B) au signal de validation de la carte (adresse de base déterminée par SW1). Ses deux entrées d'adresses sont connectées aux lignes A0 et A1. Ainsi nous disposons en sortie de deux signaux d'écriture se situant pour le premier à l'adresse de base de la carte, et qui valide CI7. Le deuxième se trouve à l'adresse de base + 1 et valide CI9. Les deux sorties restantes ne sont pas utilisées.
Le deuxième décodeur contenu dans CI6 est utilisé pour la sélection du convertisseur CI8. CI6B est validé par les deux signaux IORD/ et IOWR/ combinés à l'aide de la porte AND CI3A, et combinés à nouveau à l'adresse de base au moyen de la porte OR CI5C. CI6B recevant également sur ses lignes d'adresses les signaux A0 et A1, le convertisseur sera sélectionné lorsque l'on demandera une écriture ou une lecture à l'adresse de base + 2. Par exemple, si l'adresse de base est H300 :
CI7 est situé en H300
CI9 est situé en H301
CI8 est situé en H302
La carte dispose d'un port de sortie de 8 bits fournis par l'octuple bascule CI7. Les transistors T1 et T3 sont utilisés pour inverser les signaux de validation, le 74HCT574 réagissant sur un front montant. Ce port de sortie sera utilisé, dans le cas du pilotage de la platine de mesures, à la commutation des diverses gammes. Si la carte A/D est utilisée seule, ce port pourra servir soit à la commutation de diverses sources à mesurer, soit à la commutation d'atténuateurs de tension.
La seconde octuple bascule CI9, dont seulement deux sorties sont connectées, a une fonction interne à la carte: elle permet d'une part le changement de gamme de mesure à l'entrée du convertisseur et d'autre part, la sélection dans le mode lecture du convertisseur, soit des deux bits de poids fort, soit des huit bits de poids faible. A ce sujet, nous aurions pu procéder d'une manière différente. En effet, à l'aide d'une porte et d'une ligne de validation supplémentaires provenant du circuit CI6B, nous aurions pu procéder à la sélection des bits de poids fort ou de poids faible, ceux-ci se trouvant alors à deux adresses différentes. Nous avons choisi la solution de facilité, tout au moins en ce qui concerne le dessin du circuit imprimé, puisque de la façon que nous avons procédé, deux instructions supplémentaires sont nécessaires pour chaque lecture.
L'entrée de la tension à mesurer ne s'effectue pas directement sur l'entrée du convertisseur, mais à l'aide d'un amplificateur opérationnel (CI11) configuré en suiveur de tension. Son entrée est protégée au moyen de deux diodes zener montées tête-bêche et qui limitent à environ 5,4V la tension applicable sur son entrée non inverseuse. Il a été prévu un règlage de la tension d'offset de l'amplificateur afin d'annuler toute tension non souhaitée à sa sortie.
Le relais RL1 est utilisé pour la commutation de la gamme de tension d'entrée. Lorsqu'il est au repos, l'entrée +VinB est mise parallèle sur l'entrée +VinA, et la gamme s'étend de 0V à +2,5V. Lorsqu'il est en position travail, l'entrée +VinB est soit mise à la masse



(gamme de 0V à +5V), soit reliée à la tension de référence (gamme de -2,5V à +2,5V), suivant la position de l'inverseur SW2.
La tension de référence est produite à l'aide d'une diode zéner ajustable, la TL431CLP et sera réglée très exactement à +2,5V. Le signal d'horloge nécessaire au fonctionnement du convertisseur est issu d'un oscillateur de 10MHz dont le signal de sortie est divisé par 4 à l'aide de la double bascule D, CI10, un 74LS74. Avec cette fréquence, le temps de conversion maximal est de 18,5µs. En admettant que le processus de lecture dure 1µs, alors la fréquence maximale d'échantillonnage est, comme nous l'avons vu plus haut, de 50kHz. Ces valeurs sont bien entendu valables pour un pilotage de la carte par un programme en langage assembleur et non un programme en langage interprété.

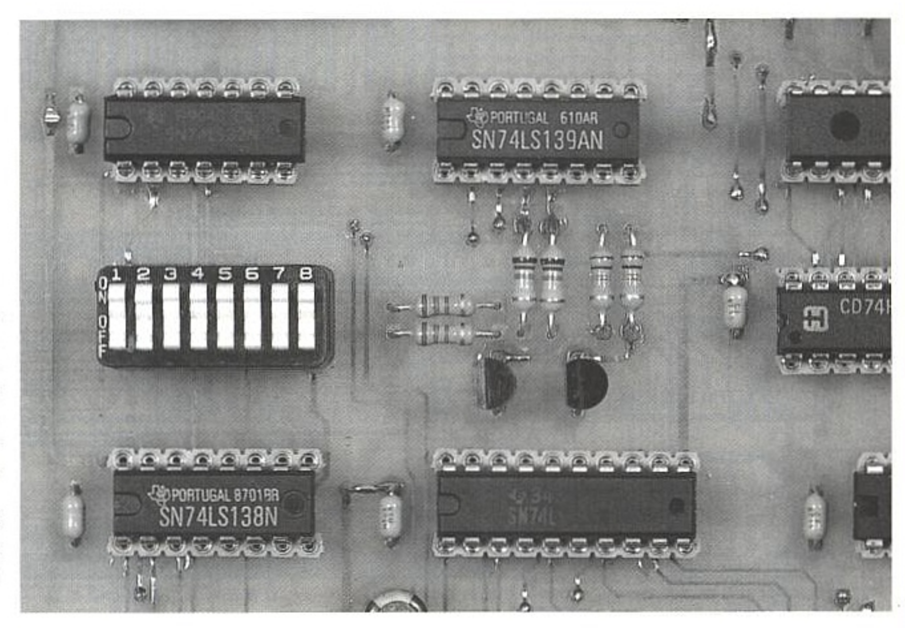
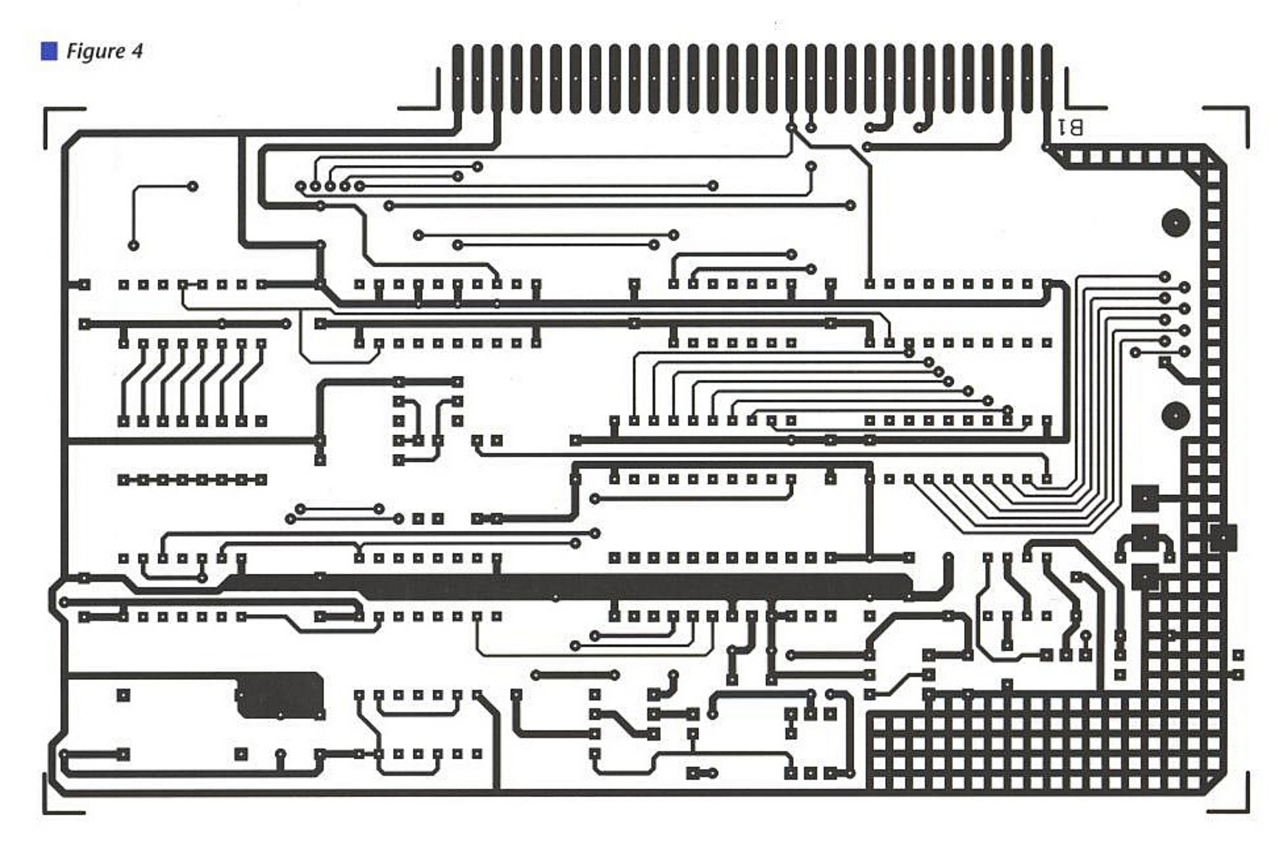


Figure 3 : schéma complet de la carte.



Figure 4



Chaque circuit est découplé par un condensateur de 100 nF. Le découplage de la ligne d'alimentation du convertisseur est assuré, quant à lui, par un condensateur chimique supplémentaire de 47 µF. Même chose pour la tension de référence.

LA RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 4** pour le recto du circuit, et en **figure 5** pour le verso. Il existe de nombreuses traversées entre les deux faces. Pour plus de facilité, ces dernières ont été indiquées par des pastilles rondes. Toutes les autres sont des pastilles carrées (sauf en ce qui concerne les condensateurs C1, C2, C3 et C4). Il conviendra de procéder à l' implantation de ces traversées avant toute chose. Pour le câblage de la carte on se réfèrera à la **figure 6** où est représenté le dessin d'implantation des composants.

Les réglages et les essais

Avant de placer les circuits intégrés sur leur support respectif, on placera la carte dans un des slots libres du PC.

On procèdera d'abord au règlage de la tension de référence qui sera ajustée à exactement 2,5V au moyen de la résistance ajustable RV1.

On vérifiera à l'endroit des points d'alimentation sur les supports de CI de la présence des tensions adéquates. Seulement alors on mettra en place les circuits intégrés, après avoir bien entendu ôté la carte du slot du PC. L'adresse de la carte sera placée par exemple, en H300.

On ajustera à nouveau , si besoin est, la tension de référence.

A l'aide de la résistance RV2, on annulera la tension d'offset de l'amplificateur opérationnel d'entrée CI11.

On vérifiera le bon fonctionnement

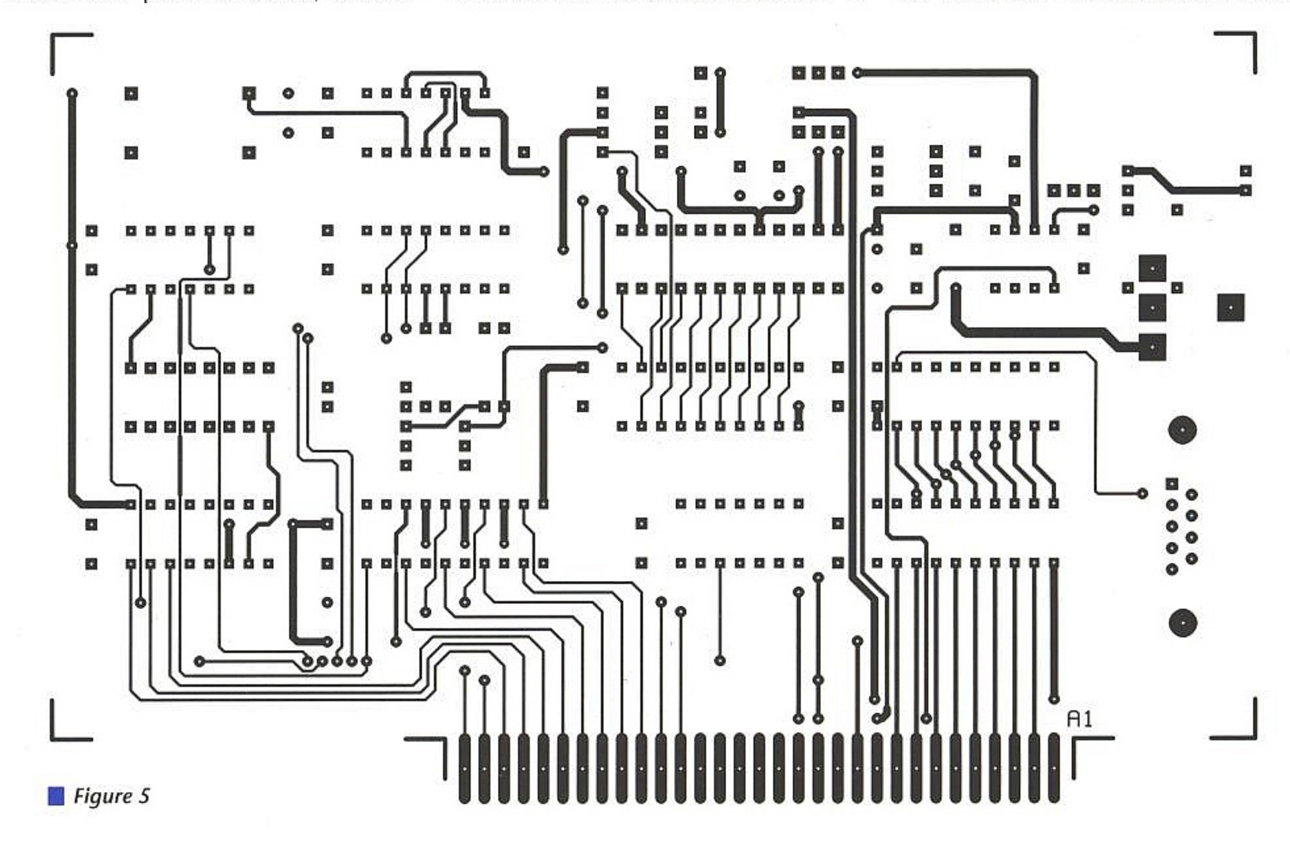


Figure 5

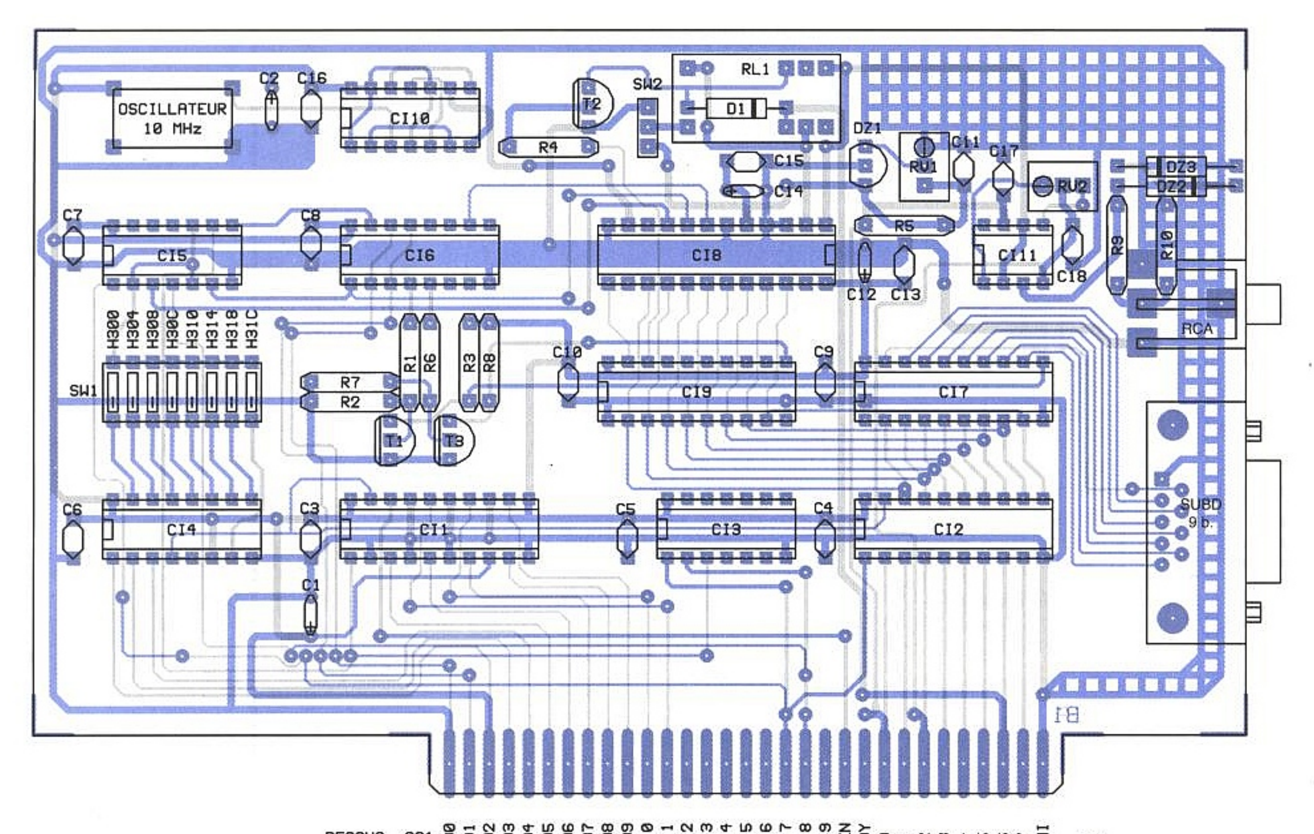


Figure 6

des bascules par l'envoi de l'ordre :
OUT &H300,0
OUT &H301,0
puis en vérifiant les niveaux présents sur toutes les broches de sortie (niveau bas). On enverra ensuite les deux instructions suivantes :
OUT &H300,255
OUT &H301,255
Toutes les sorties des deux bascules devront alors présenter un niveau haut. On passera ensuite à l'essai du convertisseur. Les lignes suivantes seront saisies et le programme sera lancé:

```
DO OUT &H301,0 : REM LECTURE HUIT BITS DE POIDS FAIBLE
OUT &H302,0 A = INP(&H302) OUT &H301,1 : LECTURE DEUX BITS DE POIDS FORT
OUT &H302,0
B=INP(&H302)
C=0,00244*((B*256)+A)
REM 0,00244=2,5 / 1024
PRINT A
LOOP
```

Si aucune source n'est connectée en entrée du convertisseur, le résultat doit obligatoirement être nul. En reliant une tension variable à l'entrée de la carte (maximum de +2,5V), on vérifiera ensuite que la lecture obtenue correspondre bien à la tension injectée. Ceci s'effectuera à l'aide d'un voltmètre précis. On pourra vérifier également la gamme 0V,-/+5V. Dans ce cas, on commutera le relais RL1 afin de mettre le diviseur de tension interne en fonction. Dans le programme, il faudra modifier certaines lignes:

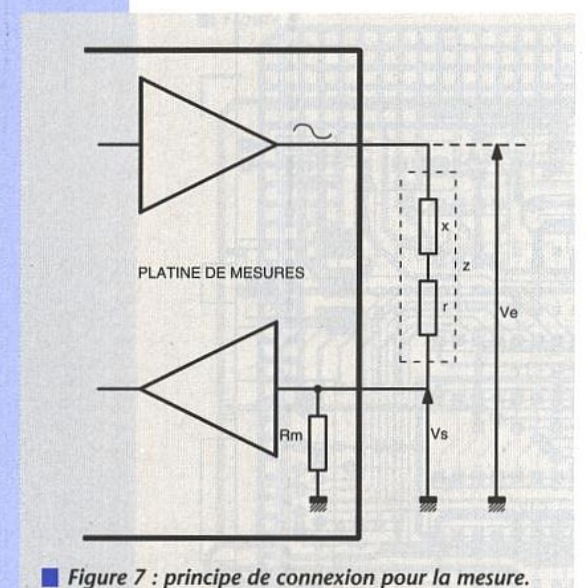
```
DO
OUT &H301,2 REM lecture 8 bits de poids faible et commutation du relais de gammes
OUT &H302,0
A=INP(&H302)
OUT &H301,3 REM lecture 2 bits de poids fort et commutation relais de gammes
OUT &H302,0
B=INP(&H302)
C=0,00488*((B*256)+A)
REM 0,00488=5 / 1024
LOOP
```

APPLICATION À UN RLC-METRE

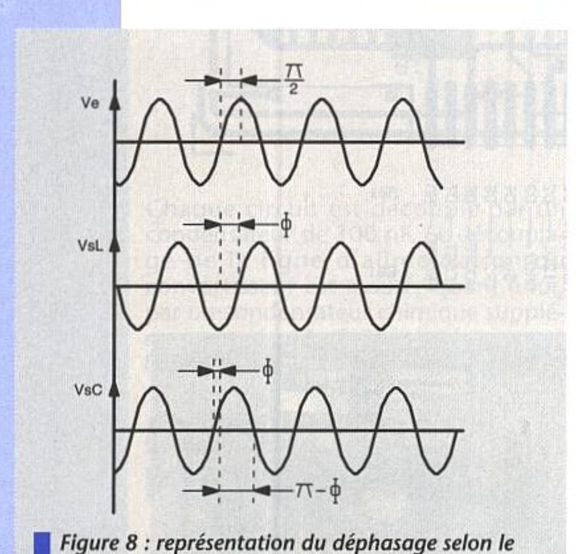
Ainsi que nous en avions brièvement parlé dans le numéro précédent, la carte de mesures adjointe à la carte PC dont nous venons de décrire la réalisation, permet de multiples applications dont l'une d'elles est l'emploi en RLC-mètre. Nous trouvons en **figure 7** les connexions à effectuer afin de déterminer la valeur d'une résistance d'une inductance ou de la capacité et de leur coefficient de qualité ou de dissipation. Ces éléments seront simplement reliées d'une part, à la sortie de l'amplificateur fournissant le signal sinusoïdal et d'autre part, à l'entrée de l'amplificateur de mesure.

La sortie de l'amplificateur de puissance de la platine multifonctions sera réglée à 200 mV ou 2 V, tandis que le gain de l'amplificateur de mesure sera ajusté à 5, la platine convertisseur acceptant 5V au maximum, il faudra donc bien choisir les gammes et les résistances Rn de mesure. Si des cordons de mesure sont utilisés, ce que nous déconseillons (les composants peuvent être connectés à l'aide de bornes au plus près de la platine de mesures), une mesure sera d'abord faite en

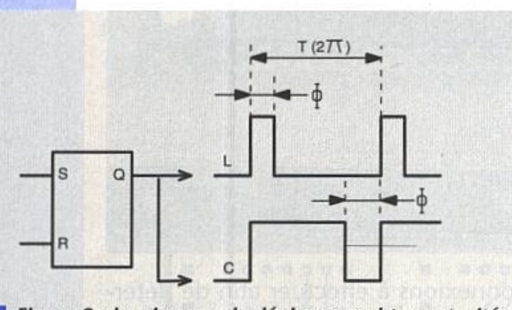




■ *Figure 7 : principe de connexion pour la mesure.*



■ *Figure 8 : représentation du déphasage selon le type d'impédance.*



■ *Figure 9 : les signaux de déphasage obtenus traités par le convertisseur RMS.*

NOMENCLATURE

Résistances:

R1, R6 : 5,6 kΩ
R2, R7, R9 : 1,2 kΩ
R3, R8 : 15 kΩ
R4 : 1,5 kΩ
R5 : 470 Ω
R10 : 1,2 MΩ
RV1 : 10 kΩ ajustable multitours
RV2 : 50 kΩ ajustable multitours

Condensateurs:

C1, C2 : 22 µF 16 volts
C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C13, C15,C16, C17, C18 : 100 nF
C12, C14 : 47 µF 16 volts

Semi-conducteurs:

T1, T2, T3 : BC237, 2N2222
D1 : 1N4001
DZ1 : TL431 CLP
DZ2, DZ3 : zéner 4,7V

Circuits intégrés :

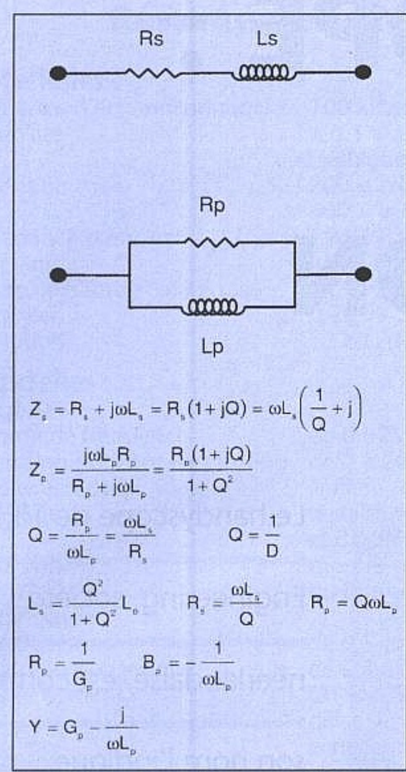
CI1 : 74HCT688
CI2 : 74LS245
CI3 : 74LS08
CI4 : 74LS138
CI5 : 74LS32
CI6 : 74LS139
CI7, CI9 : 74HCT574
CI8 : AD7579 ANALOG DEVICES
CI10 : 74LS74
CI11 : TL081

Divers:

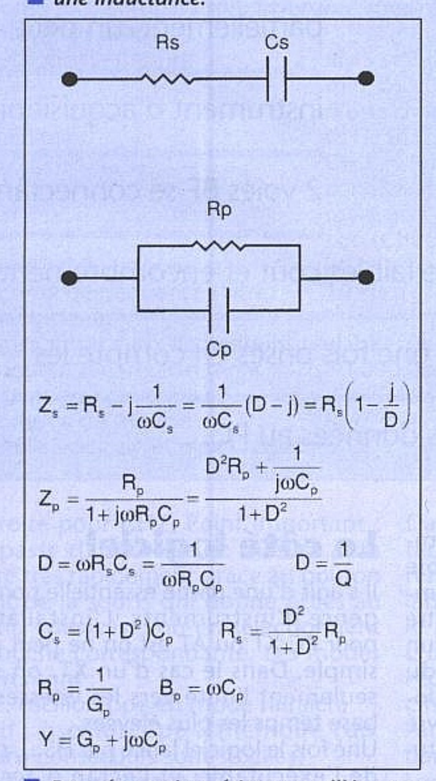
1 oscillateur 10 MHz
1 relais NATIONAL HB2 bobine 5 volts
1 connecteur RCA pour circuit imprimé
1 connecteur SUBD 9 broches coudé pour circuit imprimé
1 support pour circuit intégré DIL 24 broches
4 supports pour circuit intégré 20 broches
3 supports pour circuit intégré 16 broches
4 supports pour circuit intégré 14 broches
1 support pour circuit intégré 8 broches

court-circuit afin d'enregistrer les valeurs des éléments parasites, et le résultat obtenu devra alors être traité dans les calculs. Deux mesures devront ensuite être effectués : l'une permettra de déterminer la tension Vs aux bornes de la résistance Rm de mesure commutable ; l'autre indiquera l'angle de déphasage Φ résultant de l'application du signal sinusoïdal au composant connecté. Le reste est alors une affaire de caculs dont nous rappelons les points les plus importants.
En se reportant au schéma de la **figure 7** :
$Vs = Ve\,[Rm / (Z+Rm)]$ d'où
$|Z| = Rm\,[Ve/Vs-1]$
comme $Z = r + jx$
$Vs/Ve = Rm / Rm+r+jx$
$Vs/Ve = (Rm/Rm+r)\,.\,1 / [1+ j(x/Rm+r)]$
Pour une self :
$Vs/Ve = (Rm/Rm+r).1/j[(L\omega / (Rm+r)]$
$tg\,\Phi = L\omega / (Rm+r)$
Pour un condensateur:
$Vs/Ve = Rm/(Rm+r)\,.\,[1/(1 - (j / (Rm+r).C\omega)]$
$tg\,\Phi = -(1 / (Rm+r)C\omega)$
En général :
$tg\,\Phi = x / (Rm+r)$
Dans la pratique, le logiciel sera ainsi conçu:
comme Ve est connue
Vs est connue car mesurée
Rm est connue
Φ est connue car mesurée
et $\omega = 2\pi f$ est connue
on peut à partir de $|Z| = \sqrt{r^2 + x^2} = Rm\,((Ve/Vs) - 1)$ et $tg\,\Phi = x / (Rm+r)$, calculer les valeurs de x et de r, et donc tous les paramètres du composant.
Mais les calculs achevés, il conviendra d'effectuer une correction par rapport à la valeur mesurée de Φ. En effet, $Q = tg\,\varphi = x / r = 1/D$ (ou $L\omega/r$ ou $1/ C\omega$) et on mesure $tg\Phi = x / (r + Rm)$. Il suffira donc lorsque Lω, Cω et r seront connus, de réappliquer la formule adéquate.
Pour la mesure de l'angle de déphasage, on mesure la tension RMS sur une période (**figures 8 et 9**).
Pour une capacité:
$\Phi = 2\pi - (Vrms^2/ Vmax^2)\,.\,2\pi$
Pour une self:
$\Phi = (Vrms^2/Vmax^2)\,.\,2\pi$
Pour le calcul de x et de r:
$|Z| = Rm\,((Ve/Vs) - 1)$
(1) on pose $\alpha = ((Ve/Vs) - 1)$ ==>
$\alpha\,Rm = \sqrt{(r^2 + x^2)}$
(2) on pose $\beta = tg\,\Phi = x / (Rm+r)$ ==>
$x = \beta\,(Rm+r)$
En reportant cette valeur de x dans (1), on obtient:
$\alpha Rm = \sqrt{(r^2 + \beta^2(Rm+r)^2)}$
ou $\alpha^2Rm^2 = r^2 + \beta^2Rm^2 + 2\beta^2Rmr + \beta^2r^2$
$-\alpha^2Rm^2 + r^2 + \beta^2Rm^2 + 2\beta^2Rmr + \beta^2r^2 = 0$
$(\beta^2 + 1)\,r^2 + 2\beta^2Rmr + (b^2 - \alpha^2)\,Rm^2 = 0$
(équation du second degré avec r comme variable)
$\Delta' = (\beta^2\,Rm)^2 - (\beta^2+1)(\beta^2 - \alpha^2)\,Rm^2$. toujours positif car $\alpha > \beta$
$r = (-\beta^2\,Rm + \sqrt{\Delta'}) / \beta^2+1$





Représentation série et parallèle pour une inductance.



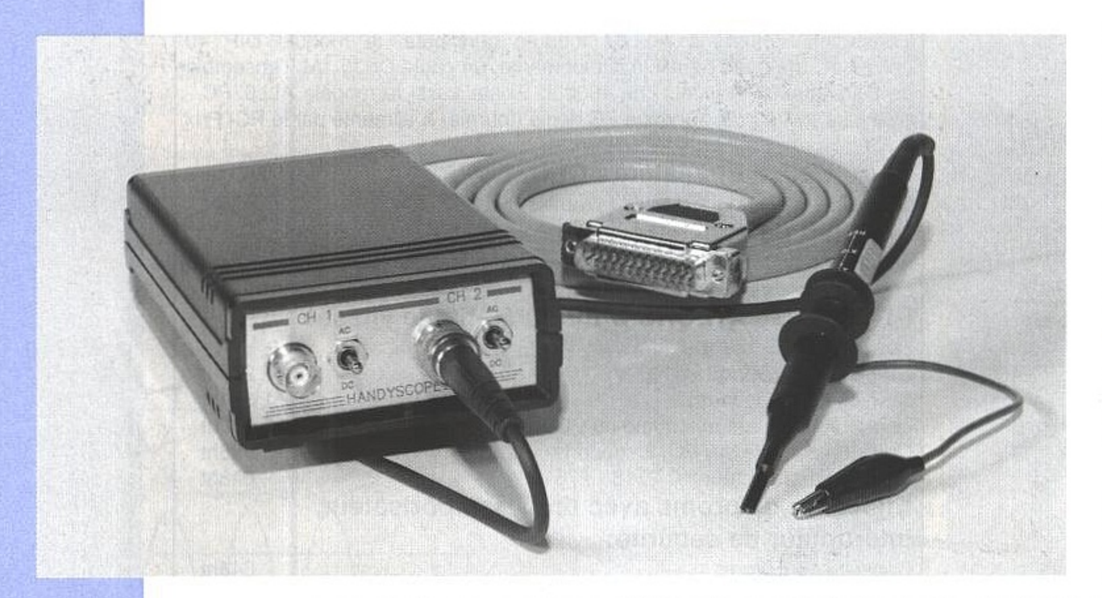
Repreésentation série et parallèle pour une capacité . Relations entre Q, D, Rs, et Rp, Ls, Lp, Cs, Cp.

En conclusion, le logiciel utilisera les formules suivantes qui détermineront les caractéristiques de la capacité ou de l'inductance connectée avec $\alpha = ((Ve / Vs) - 1)$ et $\beta = \text{tg}\ \Phi$

Dans tous les cas, il faudra choisir la fréquence, la tension et la résistance qui autorise la meilleure plage de mesure (pour la précision), à savoir entre 0,5 et 5 V pour l'entrée du convertisseur RMS soit 0,1 V à 1 V aux bornes de Rm. Le **tableau annexé** donne, une fois les calculs effectués, les différentes représentations et les relations entre les paramètres, r = Rs dans notre cas.

P. OGUIC

LE HANDYSCOPE : INSTRUMENT MULTIFONCTION POUR PC



Le handyscope de TIE PIE Engineering, société néerlandaise, est comme son nom l'indique partiellement, un petit instrument d'acquisition 2 voies BF se connectant à un PC via un port parallèle. Ce type d'appareils, de faibles coût et encombrement, connaît actuellement une certaine vogue, justifiée une fois prises en compte les inévitables limitations imposées par le transfert des données au PC.

Avec une fréquence d'échantillonnage de 100 kHz et une résolution de 12 bits (4096 niveaux sur la pleine échelle), ces multiples modes de représentation : oscilloscope 2 voies, analyseur FFT, voltmètre crête et RMS vrai, dBmètre, enregistreur..., le handyscope représente, associé à un PC ou mieux un PC «note-book», une alternative intéressante à l'instrumentation conventionnelle pour des signaux dont les composantes spectrales ne dépasseront pas 40 kHz environ.

Le côté matériel

Le handyscope se présente sous la forme d'un coffret parallèlépipédique de
l : 85 mm, L = 145 mm, h = 40 mm, d'une masse de trois cent cinquante grammes, prolongé d'un cordon de 1,70 m doté d'un connecteur Centronics.
La face avant supporte deux embases BNC et un inverseur de couplage AC-DC par voie, c'est tout. Les autres commandes sont dévolues au logiciel.

Au plan synoptique l'appareil comprend un atténuateur fixe par voie ainsi que des amplis à gain programmable (Bw ≈ 50 kHz) avec leur registre de contrôle, un multiplexeur puis un échantillonneur-bloqueur suivi du convertisseur AN 12 bits et d'une logique de contrôle. L'appareil est livré avec deux sondes, de très bonne facture, 1/1, 1/10.
L'alimentation s'effectue via le port parallèle en puisant l'énergie sur les lignes de données. Un petit convertisseur délivre les tensions stabilisées nécessaires au bon fonctionnement de l'électronique.
A cet égard il faut signaler que certains portables, pour des raisons d'autonomie et donc de consommation, ne respectent pas la norme édictée par IBM® pour les ports LPTx.
Nous n'avons pas rencontré de problème d'alimentation mais ce peut être le cas avec certains note-books Toshiba.
Dans ce cas Tie-Pie ou son distributeur fournissent gratuitement un adaptateur.

Le côté logiciel

Il s'agit d'une partie essentielle pour ce genre d'instruments. L'installation pour PC XT ou AT est on ne peut plus simple. Dans le cas d'un XT, on sera seulement limité vers les vitesses de base temps les plus élevées.
Une fois le logiciel lancé par HS ↵, nom de l'exécutable, et l'écran d'accueil passé, on arrive dans le mode scope avec un pavé de dix-huit «touches» situées dans le bas de l'écran et correspondant à toutes les commandes ; certaines provoquent l'entrée dans un menu d'autres sont à bascule ou en boucle. Cette représentation est commune à tous les modes opératoires, simplement, selon les cas, tous les pavés ne sont pas occupés. On peut activer les commandes soit en cliquant avec la souris sur une touche soit à l'aide du clavier. En scope, les règlages de position, offset, et de niveau de déclenchement sont directement accessibles en déplaçant les pictogrammes ad-hoc et ce sur toute l'échelle verticale sélectionnée, à gauche pour CH1 et



Résumé des caractéristiques

Matérielles :

fréquence d'échantillonnage	: 100 kHz (Tc = 10 µs)
sensibilité	: ± 0,5 V à ± 20 V en six gammes (résolution maximale 244 µV)
surtension max	: 200 V crête à crête AC 50 Hz 600 V avec sonde 1/10
impédance d'entrée	: 1 MΩ // 20 pF
couplage	: AC et DC
bande passante analogique	: DC à 50 kHz
précision	: 0,25 %
résolution	: 12 bits (linéarité 10 bits)

Logicielles :

mode FFT

gamme de fréquence	: de 0,025 - 12 Hz à 75-36000 Hz
expansion horizontale	: de 2 à 20 fois
échelle verticale	: linéaire (choix des unités) et dB
fenêtrage	: rectangle Hanning, Hamming, Blackman et Bartlett
distorsion	: mesure de dix harmoniques après sélection du fondamental et calcul THD

mode scope

base de temps	: de 0,5 ms à 2 s en 12 séquences
expansion horizontale	: de 2 à 20 fois (min 0,025 ms/div.)
déclenchement	: Ch 1, Ch 2, pente + ou - de 0,25 à 2,25 div avec une résolution de 1% de la pleine échelle
gamme d'offset (position verticale)	: 0 à 100% de l'échelle

modes X-Y, comparaison, inversion, soustraction, addition des voies

Voltmètre RMS

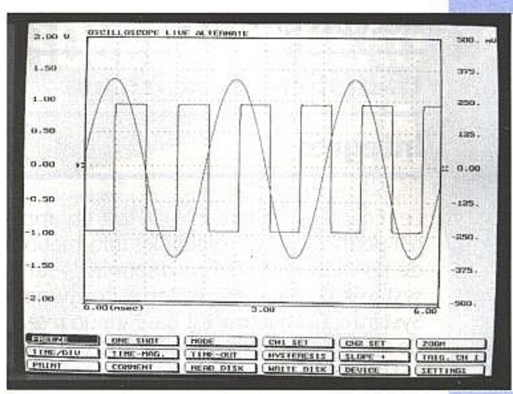
méthode de mesure	: RMS vraie, tension moyenne, crête à crête, min, max, dBm, puissance (choix d'une charge), facteur de crête et fréquence
affichage	: CH1, CH2, CH1 x CH2, CH 1 : CH2 CH2 : CH1, CH1 ± CH2, CH2-CH1, conditions >, <, <>, >< max, min, log (CH1 : CH2) et Log (Ch2 : CH1), gain-atténuation
gammes et surtensions	: idem scope
gamme de fréquence (filtre)	: 10 Hz à 10 kHz en sept séquences

enregistreur

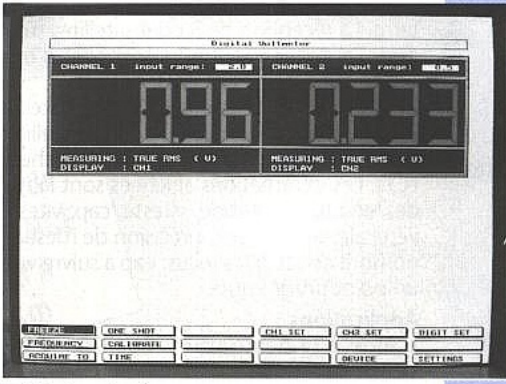
temps entre deux acquisitions règlable : de 0,01 s à 300 s

longueur d'enregistrement	: 30 000 acquisitions
expansion horizontale	: 2 à 20 fois
méthode de mesure	: RMS vraie, moyenne, min., max., crête

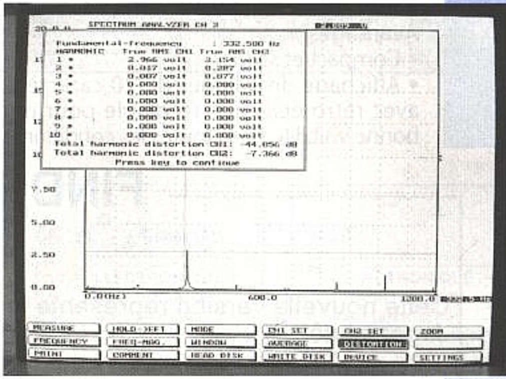
échelle verticale et offset réglables



Mode oscilloscope 2 voies. On visualise 480 points en horizontal.



Mode voltmètre.



Mode analyseur FFT distorsion.

à droite pour CH2. Point important : on passe d'un mode de mesure à un autre très rapidement grâce au bouton droit de la souris qui donne accès au menu «devices», ou en sélectionnant la touche correspondante. Les modes offerts sont :
live : oscilloscope en mode rafraîchi
hold : oscilloscope à mémoire (dix écrans consécutifs sont stockés)
spectrum : analyseur FFT
volt : voltmètre (crête, RMS, c à c, moyen, dB, fréquence...)
trans : enregistreur
On sort d'un menu à l'aide de la touche «escape». Sans entrer dans le détail de toutes les fonctionnalités offertes, nous avons été agréablement surpris par la simplicité d'utilisation du logiciel en rapport avec le nombre très important de paramétrages et de fonctionnalités offertes (voir tableau de caractéristiques non exhaustif). Point important à signaler, on peut affecter dans n'importe quel mode, une unité et un facteur d'échelle en correspondance avec la tension acquise, ce qui est très pratique selon les grandeurs converties en tension sur lesquelles on travaille.

Dans le mode FFT on peut mesurer le taux de distorsion du signal en référence à une raie fondamentale préalablement choisie, la largeur spectrale maximale étant limitée à 36 kHz. L'utilisateur pour minimiser les erreurs de troncature a le choix entre cinq types de fenêtrage : Hamming, rectangle, hamming, Blackman et Bartlett.
Les sauvegardes des courbes, écrans et configurations sur fichiers sont très simples à effectuer et les formats utilisés permettent l'exploitation des données sur d'autres logiciels.
Enfin l'utilisateur pourra réaliser ses propres programmes grâce aux données fournies dans la notice concise mais bien réalisée pour l'instant uniquement disponible en anglais.
Le handyscope est donc un matériel ouvert ; moyennant ses propres logiciels et l'adjonction éventuelle de filtres, d'atténuateurs ou de sondes différentielles, on peut avoir accès à une foule d'applications ; la limite reste bien entendu fréquentielle (10 kHz pour le scope, 36 kHz en FFT et en voltmètre).

Notre avis

Le Handyscope associé à son logiciel d'exploitation s'avère très simple d'emploi et rendra de grands services, surtout associé à un PC type notebook, dans l'acquisition et le traitement du signal basse fréquence.
La richesse des fonctionnalités offertes : oscilloscope, voltmètre crête et RMS, fréquencemètre, dBmètre, analyseur FFT 36 kHz, enregistreur, avec gestion des échelles et des unités, lui confère un spectre d'applications large, essentiellement limité par le domaine fréquentiel traité.
Ses dimensions restreintes, sa faible consommation, alliées à ses possibilités de sauvegarde, de rappel de configurations de mesure, et de traitement de fichiers, le destinent prioritairement à une exploitation de terrain.

C.D.

Handyscope de Tie-Pie Engineering est distribué en France par Multipower.
Prix avec deux sondes 1/1 - 1/10 : 3280 F HT



Xtra Performance

Série XT de Wavetek



Modèle	DM23XT	DM25XT	DM27XT	DM28XT
Tous les modèles: gammes de tension CC: 200mV-1000V; tension CA: 200mV-750V; Courant CA/CC 200µA-10A (DM25XT, 27XT,28XT: 20A pendant 60 sec); Résistance: 200Ω-2000MΩ; test de continuité et de diodes				
Capacité		2nF-2mF	2nF-2mF	2nF-20mF
Fréquence		2kHz	2kHz	2kHz-20MHz
Inductance			2mH-20H	
Température	200°C-750°C			200°C-1300°C
Testeur de Sécurité	Par LEDs			
Gain de Transistor	Oui	Oui		
Test Logique	TTL/CMOS	TTL/CMOS	TTL/CMOS	
Mémoire Valeur Max			Oui	Oui
Maintien Lecture				Oui
Prix	**715 FTTC**	**749 FTTC**	**799 FTTC**	**890 FTTC**

Les multimètres numériques de la Série XT de Wavetek comprennent quatre modèles dont les spécifications sont adaptées à vos besoins spécifiques en mesure. Chaque appareil mesure non seulement la tension, le courant et la résistance, mais également beaucoup d'autres paramètres que vous rencontrez dans votre travail de tous les jours, tels que la température. De plus vous ne payez que les spécifications dont vous avez réellement besoin.

Tous les instruments sont très robustes et offrent une excellente protection. Ils sont fournis avec des cordons de sécurité, des pinces crocodile (sauf DM 23XT), et une sonde thermocouple de type K pour les DM23 et 28XT. Un holster de protection, H30 (134 FTTC), est disponible en option. Tous les appareils sont garantis un an.



... OSCILLOSCOPES BI-WAVETEK de 20 MHz à 60 MHz disponibles... 9012 E... 3795 F TTC ...9020 E...3990 F TTC...9016 E...7990 F TTC...9302 E...7550 F TTC

GENERATEURS de SIGNAUX de 0,2 Hz à 2 MHz... FG2AE...1950 F TTC...FG3BE...2995 F TTC



CONDITIONS GENERALES DE VENTE

REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28F00 TTC**

FRANCO à partir de **700F00**

CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.

Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la